

明 細 書

AP20 Rec'd PCT/PTO 25 MAY 2006

電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、交流を降圧して直流に変換する電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 例えば、エアコン等においては、室外機の電源電圧が200Vの3相交流であるのに対して、室内機等に備えられる通信系統の電源には60Vの直流が必要となる場合がある。このような場合、200Vの3相交流を60Vの直流に変換して通信系統に供給する必要がある。

[0003] 図24は、従来の電力変換装置の回路図である。この電力変換装置では、交流電源Sから第1及び第2の入力側接続部T1、T2を介して与えられる交流が、降圧されつつ半波整流により直流に変換され、第1及び第2の出力側接続部T3、T4を介して負荷(図示せず)に与えられる。

[0004] 第1及び第2の入力側接続部T1、T2の間には、第1の入力側接続部T1側から順に、複数の抵抗を備える降圧用の抵抗ユニットRUと、ダイオードD11と、コンデンサC11とがこの記載順序で直列に介挿されている。ダイオードD11は、第1の入力側接続部側T1から第2の入力側接続部T2側に向けて順方向となっている。また、直列接続された複数のツェナーダイオードZD11～ZD13が、コンデンサC11に並列に接続されている。このツェナーダイオードZD11～ZD13は、第2の入力側接続部T2側から第1の入力側接続部T1側に向けて順方向になっている。さらに、コンデンサC11の放電用の抵抗R11がコンデンサC11に並列に接続されている。

[0005] 第1の出力側接続部T3はダイオードD11の順方向下流側の接続部と接続されており、第2の出力側接続部T4は第2の入力側接続部T2と接続されている。

[0006] より具体的には例えば、第2の入力側接続部T2の電位を基準として第1の入力側接続部T1に対して200V(波高値)の交流電圧が、交流電源Sから印加される。そしてこれを変換して60Vの直流電圧に変換される。これに対応して、抵抗ユニットRUは200Vの交流を60Vの直流に降圧するために必要な抵抗値を有するものが用いら

れる。コンデンサC11の容量としては470 μ Fが採用され、ツェナーダイオードZD11～ZD13のツェナー電圧はいずれも20Vが採用されている。

[0007] そして、交流電源Sから与えられる交流電圧が抵抗ユニットRUで降圧されつつダイオードD11に通されて半波整流され、コンデンサC11及びツェナーダイオードZD11～ZD13で安定化されて、60Vの直流電圧として負荷側に出力される。

[0008] ここで、図25及び図26は、図24の回路上における各部の電位変化及び電流変化を例示した波形図である。図25の波形WD11は第2の入力側接続部T2の電位を基準とした第1の入力側接続部T1の電位変化を示し、同図の波形WD12は抵抗ユニットRUの両端電圧の変化を示し、同図の波形WD13は第2の入力側接続部T2の電位を基準とした第2の出力側接続部T3の電位変化を示している。波形WD12が正の領域では、抵抗ユニットRUにおいてジュール損が発生する。

[0009] また、図26の波形WD14は、第1の入力側接続部T1から交流電源S側に流れる電流の向きを正とした場合における交流電源Sから第1の入力側接続部T1に流れる電流の変化を示している。同図の波形WD15は、第1のダイオードD11を介してコンデンサC11側に流れる電流の向きを正とした場合におけるコンデンサC11に供給される電流の変化を示している。同図の波形WD16は、ツェナーダイオードZD11～ZD13の順方向に流れる電流の向きを正とした場合におけるツェナーダイオードZD11～ZD13に流れる電流の変化を示している。

[0010] なお、平滑コンデンサの端子電圧を一定にする先行技術としては、全波整流回路における特許文献1に記載のものがある。

[0011] 特許文献1：特開平6－284729号公報

発明の開示

[0012] 図24に示す従来の電力変換装置では、抵抗ユニットRUにより降圧を行うため、抵抗ユニットRUでのジュール損失が大きく、効率が悪いとともに、高価でしかも大型である大容量の抵抗ユニットRUを使用しなければならず、効率、コスト及び装置サイズ等の点で問題がある。

[0013] そこで、本願発明の解決すべき課題は、高効率化、低コスト化及び小型化等が図れる電力変換装置を提供することである。

- [0014] 請求項1にかかる発明は、交流(S)を降圧して直流に変換する電力変換装置であって、前記交流の出力を入力する第1及び第2の入力側接続部(T1, T2)と、前記第1の入力側接続部(T1)と前記第2の入力側接続部(T2)との間の第1の電気接続路(L1)に、前記第1の入力側接続部側から順に直列に介挿された第1のコンデンサ(C1)及び第2のコンデンサ(C2)と、前記第1の電気接続路における第1のコンデンサと前記第2のコンデンサとの間に、前記第2の入力側接続部側に向けて順方向となるように介挿された第1のダイオード(D1)と、前記第1の電気接続路における前記第1のコンデンサと前記第1のダイオードとの間と、前記第2の入力側接続部とを接続する第2の電気接続路(L2)に、前記第2の入力側接続部側に向けて逆方向になるように介挿された第2のダイオード(D2)と、前記第1の電気接続路における前記第1のダイオードと前記第2のコンデンサとの間と接続された前記直流の出力用の第1の出力側接続部(T3)と、前記第2の入力側接続部と接続された前記直流の出力用の第2の出力側接続部(T4)とを備える。
- [0015] 請求項2にかかる発明は、請求項1に記載の電力変換装置において、前記第1の出力側接続部(T3)と前記第2の出力側接続部(T4)との間に、前記第1の出力側接続部側に向けて順方向になるように介挿されたツェナーダイオード(ZD)をさらに備える。
- [0016] 請求項3にかかる発明は、請求項2に記載の電力変換装置において、前記第1の電気接続路(L1)における前記第2の電気接続路(L2)が接続された接続位置よりも前記第1の入力側接続部側に介挿された抵抗(R)をさらに備える。
- [0017] 請求項4にかかる発明は、請求項3に記載の電力変換装置において、前記抵抗はサーミスタである。
- [0018] 請求項5にかかる発明は、請求項3に記載の電力変換装置において、前記抵抗(R)の一端と前記第2の入力側接続部(T2)との間に接続された第3のコンデンサ(C3)を更に備える。
- [0019] 請求項6にかかる発明は、請求項5に記載の電力変換装置において、前記抵抗(R)の前記一端は前記第2の入力側接続部(T2)側の端である。
- [0020] 請求項7にかかる発明は、請求項5に記載の電力変換装置において、前記抵抗(R)

)の前記一端は前記第1の入力側接続部(T1)側の端である。

- [0021] 請求項8にかかる発明は、請求項5に記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。
- [0022] 請求項9にかかる発明は、請求項6に記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。
- [0023] 請求項10にかかる発明は、請求項7に記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。
- [0024] 請求項11にかかる発明は、請求項1に記載の電力変換装置において、前記第1の電気接続路(L1)における前記第2の電気接続路(L2)が接続された接続位置よりも前記第1の入力側接続部側に介挿された抵抗(R)をさらに備える。
- [0025] 請求項12にかかる発明は、請求項11に記載の電力変換装置において、前記抵抗はサーミスタである。
- [0026] 請求項13にかかる発明は、請求項11に記載の電力変換装置において、前記抵抗(R)の一端と前記第2の入力側接続部(T2)との間に接続された第3のコンデンサ(C3)を更に備える。
- [0027] 請求項14にかかる発明は、請求項13に記載の電力変換装置において、前記抵抗(R)の前記一端は前記第2の入力側接続部(T2)側の端である。
- [0028] 請求項15にかかる発明は、請求項13に記載の電力変換装置において、前記抵抗(R)の前記一端は前記第1の入力側接続部(T1)側の端である。
- [0029] 請求項16にかかる発明は、請求項13に記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。
- [0030] 請求項17にかかる発明は、請求項14に記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。
- [0031] 請求項18にかかる発明は、請求項15に記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。
- [0032] 請求項19にかかる発明は、請求項1ないし18のいずれかに記載の電力変換装置において、前記第1のコンデンサと前記第2のコンデンサとの容量比が、1対1000に設定されている。

- [0033] 請求項1に記載の発明によれば、第1及び第2の入力側接続部を介して与えられる交流を、第1及び第2のコンデンサにより分圧(降圧)して第1のダイオードによって直流化し、第2のコンデンサにより平滑化しつつ、第1及び第2の出力側接続部を介して負荷側に供給することができる。
- [0034] このように、電圧降下を抵抗でなくコンデンサにより行うため、電圧降下時にジュール損失が発生せず高効率であるので、周辺部品に対する熱対策を考慮する必要がない。また従来のように高価な大容量の降圧用抵抗を使用する必要がなく、低コスト化が図れる。
- [0035] また、大型化しやすい降圧用抵抗を使用する必要がないため、部品の実装面積を小さくでき、プリント基板等の装置構成の小型化が図れ、構造面及びコスト面で有利である。
- [0036] 請求項2に記載の発明によれば、ツェナーダイオードにより安定した直流電圧を出力することができる。
- [0037] 請求項3、請求項4、請求項11、請求項12に記載の発明によれば、抵抗、例えばサーミスタにより第1及び第2の電気接続路に流れる突入電流を効果的に抑制することができる。
- [0038] 請求項5、請求項13に記載の発明によれば、交流に脈動が存在した場合に招来される、第1の電気接続路での過電流を抑制することができる。特にツェナーダイオードを採用している場合には、その熱負荷を軽減することができる。
- [0039] 請求項6、請求項14に記載の発明によれば、第1コンデンサと抵抗とが成すCR直列回路の時定数により、交流の脈動の影響を効果的に抑制できる。
- [0040] 請求項7、請求項15に記載の発明によれば、交流が脈動する周波数が高い場合であっても、抵抗の定格を大きくする必要がない。
- [0041] 請求項8、請求項9、請求項10、請求項16、請求項17、請求項18に記載の発明によれば、交流の脈動振幅が出力される直流電圧の二倍程度あってもツェナーダイオードに流れる不要な電流を抑制できる。
- [0042] 請求項19に記載の発明によれば、入力される交流を、第1及び第2のコンデンサにより効果的に分圧して直流化することができる。

[0043] この発明の目的、特徴、局面、および利点は、以下の詳細な説明と添付図面とによって、より明白となる。

図面の簡単な説明

[0044] [図1]本発明の第1の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。

[図2]図1の回路上における各部の電位変化を例示した波形図である。

[図3]図1の回路上における第1の入力側接続部に流れる電流の変化を例示した波形図である。

[図4]図1の回路上における各部の電流変化を例示した波形図である。

[図5]第1の実施の形態に係る電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図6]第1の実施の形態に係る電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図7]第1の実施の形態に係る電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図8]第1の実施の形態に係る電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図9]本発明の第2の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。

[図10]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図11]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図12]第1の実施の形態にかかる電力変換装置の特性と第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性とを比較して示すグラフである。

[図13]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図14]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図15]第1の実施の形態にかかる電力変換装置の特性と第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性とを比較して示すグラフである。

[図16]本発明の第3の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。

[図17]第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図18]第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図19]第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図20]第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図21]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図22]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

[図23]第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性と第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性とを比較して示すグラフである。

[図24]従来の電力変換装置の回路図である。

[図25]図24の回路上における各部の電位変化を例示した波形図である。

[図26]図24の回路上における各部の電流変化を例示した波形図である。

発明を実施するための最良の形態

[0045] 第1の実施の形態.

図1は本発明の第1の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。この電力変換装置は、交流電源Sから与えられる交流を降圧して直流に変換して出力する。その構成要素として、図1に示すように、交流を入力する第1及び第2の入力側接続部T1、T2と、直流を出力する第1及び第2の出力側接続部T3、T4と、第1及び第2のコンデンサC1、C2と、第1及び第2のダイオードD1、D2と、複数のツェナーダイオードZD1～ZD4と、サーミスタTHを備えている。

[0046] 第1及び第2のコンデンサC1、C2は、この記載の順序で、第1の入力側接続部T1と第2の入力側接続部T2との間を接続する第1の電気接続路L1に第1の入力側接続部側から順に直列に介挿されている。第1のコンデンサC1は分圧による電圧降下を行うため、第2のコンデンサC2は平滑化のため、それぞれ設けられている。第1のコンデンサC1での電圧降下を有効に行うため、第1のコンデンサCの容量と第2のコンデンサC2の容量比は、例えば1対1000に設定される。

[0047] 第1のダイオードD1は半波整流を行うために、第1の電気接続路L1における第1のコンデンサC1と第2のコンデンサC2との間に、第1の入力側接続部T1側から第2の入力側接続部T2側に向けて順方向となるように介挿されている。

[0048] 第2のダイオードD2は、第1のコンデンサC1の放電用のためのものであり、第1の電気接続路L1における第1のコンデンサC1と第1のダイオードD1との間と、第2の入力側接続部T2とを接続する第2の電気接続路L2に、第2の入力側接続部T2側に向けて逆方向になるように介挿されている。

[0049] 第1の出力側接続部T3は、第1の電気接続路L1における第1のダイオードD1と第1のコンデンサC1との間と接続されており、第2の出力側接続部T4は、第2の入力側

接続部T2と接続されている。

[0050] 複数のツェナーダイオードZD1～ZD4は、第1の出力側接続部T3と第2の出力側接続部T4との間に、第2の出力側接続部T4側から第1の出力側接続部T3側に向けて順方向になるように直列に介挿されている。

[0051] サーミスタTHは、突入電流抑制のためのものであり、第1の電気接続路L1における第2の電気接続部L2が接続された接続位置よりも第1の入力側接続部T1側に介挿される。図1の構成では、サーミスタTHをコンデンサC1の第2の入力側接続部T2側に介挿しているが、コンデンサC1の第1の入力側接続部T1側に介挿してもよい。

[0052] ここで、図1に示す回路の構成要素のうち、少なくとも第1及び第2のダイオードD1、D2及びツェナーダイオードZD1～D4については単一のハイブリッドIC (HIC) に組み込んで構成してもよい。

[0053] より具体的には、この電力変換装置は、交流電源Sが供給する例えば200V (波高値) の交流電圧を60Vの直流電圧に変換する。例えば第2の入力側接続部T2がグランド電位に保たれた状態で、第1の入力側接続部T1に対して200Vの交流電圧が印加される。

[0054] これに対応して、例えば、第1のコンデンサC1の容量は $0.47\mu\text{F}$ 、最大許容電圧は250Vであり、第2のコンデンサC2の容量は $470\mu\text{F}$ 、最大許容電圧が100Vである。また例えば、第1及び第2のダイオードD1、D2の最大許容電圧及び電流は、それぞれ600V、1Aである。

[0055] 60Vの直流電圧を安定して得るために、いずれもツェナー電圧が15VであるツェナーダイオードZD1～ZD4を4つ直列に接続して用いているが、いずれもツェナー電圧が20Vであるツェナーダイオードを3つ直列に接続して用いてもよい。なお、ここでは交流電源Sの供給する交流電圧が200V (波高値) の場合について説明するが、交流電源Sの供給する交流電圧が283V (波高値) の場合、即ち実効値が200Vの場合についてもほぼ同様に適用可能である。

[0056] サーミスタTHには、例えば、使用周囲温度範囲 (例えば、 $-20^{\circ}\text{C}\sim 70^{\circ}\text{C}$) にて抵抗値が 3.73Ω 以上、かつ 47Ω 以下の値をとるものが用いられ、より具体的には例えば村田製作所製の品番:NTPA7220LBMB0の製品が用いられる。なお、 3.73Ω の

下限値は、電源投入時に生じ得る突入電流の大きさと第1及び第2のダイオードD1、D2の電流耐性とを基準に設定されたものであり、47Ωの上限値は、コンデンサC1、C2のインピーダンスに対して無視し得る値とするためである。あるいはサーミスタTHの代わりに22Ω程度の抵抗を採用してもよい。

[0057] 次に、この電力変換装置の動作原理について説明する。大略的には、交流電源Sから第1及び第2の入力側接続部T1、T2を介して与えられる交流電圧が、第1及び第2のコンデンサC1、C2により分圧(降圧)されて第1のダイオードD1によって直流化され、第2のコンデンサC2により平滑化されつつ、ツェナーダイオードZD1～ZD4により規定される出力電圧(60V)で、第1及び第2の出力側接続部T3、T4を介して負荷側に供給される。

[0058] より詳細には、交流電源Sが第1の入力側接続部T1側に対して正極性であるとき、第1の電気接続路L1にて、第1のコンデンサC1及び第1のダイオードD1を介して第2のコンデンサC2側に電流(電荷)が流れる。これにより、第1及び第2のコンデンサC1、C2にはいずれも第1の入力側接続部T1側が第2の入力側接続部T2側よりも高電位となる充電が行われる。この際、コンデンサC2はツェナーダイオードZD1～ZD4により規定される電圧まで、充電される。上述のように両コンデンサC1、C2の容量比が大きく、例えば1対1000に設定されているため、第1のコンデンサC1にて十分な降圧が行われ、かつ第2のコンデンサC2で60Vが確保される。

[0059] ここで、図2ないし図4は、図1の回路上における各部の電位変化及び電流変化を例示した波形図である。各素子の値は上記で例示した値を採用している。図2の波形WD1は第1の入力側接続部T1の電位変化を示し、同図の波形WD2は第1のコンデンサC1の両端電圧の変化を示し、同図の波形WD3は第2の出力側接続部T3の電位変化を示している。但し、波形WD2は第1の入力側接続部T1側が第2の入力側接続部T2側よりも高電位となる場合を正に採っている。

[0060] また、図3の波形WD4は、交流電源Sから第1の入力側接続部T1側に流れる電流の向きを正とした場合における交流電源Sから第1の入力側接続部T1に流れる電流の変化を示している。

[0061] また、図4の波形WD5は、第1のダイオードD1の順方向に流れる電流の向きを正

とした場合における第1のダイオードD1に流れる電流の変化を示している。同図の波形WD6は、第2のダイオードD2に逆方向に流れる電流の向きを正とした場合における第2のダイオードD2に流れる電流の変化を示している。同図の波形WD7は、第1のダイオードD1側から第2のコンデンサC2側に流れる電流の向きを正とした場合における第2のコンデンサC2に供給される電流の変化を示している。同図の波形WD8は、ツェナーダイオードZD1～ZD4に順方向に流れる電流の向きを正とした場合におけるツェナーダイオードZD1～ZD4に流れる電流の変化を示している。

[0062] まず図2について説明する。以下、簡単のためにダイオードの順方向電圧は無視する。波形WD1として示されるように、交流電源Sが出力する交流電圧は周期Tで変動し、時刻 t_0 において電圧値0を採り、時刻 $t_1 = t_0 + T/4$ において極大値を採る。

[0063] 時刻 t_1 ではツェナーダイオードZD1～ZD4の直列接続(以下ツェナーダイオードZDと総称する)とコンデンサC2との並列接続によって60Vの電圧が支えられている。従って、ダイオードD2には60Vの逆方向電圧が印可されていて導通しておらず、コンデンサC1の両端電圧は、時刻 t_1 における波形WD2が示すように、140Vを採ることになる。つまりダイオードD1のアノード電位は60Vとなる。

[0064] その後、交流電源Sが出力する交流電圧が低下すると、ダイオードD1のアノード電位が低下するので非導通であり、コンデンサC1を放電する経路がないので、コンデンサC1の両端電圧が140Vを維持したままダイオードD1のアノード電位が低下し続ける。つまり時刻 $t_1 \sim t_2$ においてはダイオードD1、D2のいずれもが非導通となる。

[0065] そして時刻 t_2 において交流電圧が140Vにまで低下すると、ダイオードD2が導通する。これによりダイオードD1のアノード電位は急激にほぼ零にまで低下し、コンデンサC2とツェナーダイオードZDとの並列接続がダイオードD1のカソード電位を60V程度に維持しているので、依然としてダイオードD1は非導通状態が維持される。よってその後に交流電圧が低下しても、ダイオードD2が導通している限り、コンデンサC1の両端電圧は交流電源Sが出力する交流電圧と一致し続け、時刻 $t_3 = t_0 + 3T/4$ において-200Vとなる。この間、ダイオードD1のアノード電位は零である。

[0066] その後、時刻 t_3 から交流電圧が上昇し始めると、コンデンサC1で電圧が保持されたままダイオードD1のアノード電位が上昇し、ダイオードD2は導通しない。ダイオー

ドD1も導通していないので、コンデンサC1の両端電圧は -200V に維持されたままである。

- [0067] そして時刻 t_4 において交流電圧が -140V にまで上昇すると、コンデンサC1の両端電圧が -200V を維持していたので、ダイオードD1のアノード電位は $(-140) - (-200) = 60[\text{V}]$ となって、ダイオードD1が導通する。つまり時刻 $t_3 \sim t_4$ においてはダイオードD1、D2のいずれもが非導通であったが、時刻 t_4 以降はダイオードD1が導通している。
- [0068] その後、交流電圧とコンデンサC1の両端電圧とは 60V の差を維持したまま時刻 $t_0 + T$ に至る。
- [0069] 図3において波形WD4が正の電流値を示している場合はダイオードD1が導通している期間であり、負の電流値を示している場合はダイオードD2が導通している期間である。図4において波形WD5、WD6は、それぞれ波形WD4の正の電流値、負の電流値に対応している。いずれの波形もダイオードD1、D2の導通開始時に幾分はオーバーシュートしているが、サーミスタTHの機能により、そのピークは抑制されている。
- [0070] ツェナーダイオードZDに逆方向に電流が流れ(波形WD8)、第1及び第2の出力側接続部T3、T4を介して接続される負荷に電流が供給されるので、図4において、第2のコンデンサC2に供給される電流(波形D7)がダイオードD1に流れる電流(波形D5)よりも負側にシフトしている。
- [0071] もしダイオードD2がなければ、ダイオードD1のアノード電位が 60V になった後はダイオードD1は導通しない。コンデンサC1が蓄積する電荷を移動させる経路がなく、その両端電圧は 140V を維持し続けるため、ダイオードD1のアノード電位は $-340 \sim 60\text{V}$ の間で遷移するからである。この場合、コンデンサC1を充電する経路も存在しないので、負荷に与える電圧は低下することになる。
- [0072] これに対し、ダイオードD2が存在することにより、コンデンサC2の電荷を引き抜くことなくコンデンサC1を放電し、更に逆方向に充電する。よってコンデンサC1の両端電圧は低下し、ダイオードD1の導通が可能となり、コンデンサC2が充電可能となる。
- [0073] 以上のように、本実施の形態によれば、電圧降下を抵抗でなく第1のコンデンサC1

により行うため、電圧降下時にジュール損失が発生せず高効率であるので、周辺部品に対する熱対策を考慮する必要がない。また、従来のように高価な大容量の降圧用抵抗を使用する必要がなく、低コスト化が図れる。

[0074] また、大型化しやすい降圧用抵抗を使用する必要がないため、部品の実装面積を小さくでき、プリント基板等の装置構成の小型化が図れ、構造面及びコスト面で有利である。

[0075] また、ツェナーダイオードZDにより安定した直流電圧を出力することができる。

[0076] また、サーミスタTHにより第1及び第2の電気接続路L1, L2に流れる突入電流を効果的に抑制することができる。

[0077] また、第1及び第2のコンデンサC1, C2の容量比が1対1000に設定されているため、入力される交流を、第1及び第2のコンデンサC1, C2により効果的に分圧して直流化することができる。

[0078] 第2の実施の形態.

上述のように、交流電源Sから第1及び第2の入力側接続部T1, T2を介して与えられる交流電圧の変化により、コンデンサC1の両端電圧は変動する。そのため、上記交流に対して大きな脈動が発生した場合にもコンデンサC1の充放電が招来され、ツェナーダイオードZDに流れる電流が多くなる。これはツェナーダイオードZDの熱負荷を高め、熱破壊を招来する可能性もある。

[0079] 例えば第1の実施の形態において、交流電源Sから入力される交流電圧が200V近傍にある時点で急激に上昇した場合を想定する。この場合、コンデンサC1が支えていた約140Vの両端電圧が保れるので、ダイオードD1のアノード電位も急激に上昇し、ダイオードD1は導通する。ダイオードD1の導通によって引き上げられようとする第1の出力側接続部T3の電位(即ちダイオードD1のカソード電位)は、ツェナーダイオードZDの導通により60Vに維持される。つまり時刻 $t_0 \sim t_1$ におけるコンデンサC1の充電と類似した現象が当該脈動によって招来される。かかる現象は交流電圧が200V近傍で急激に上昇にある場合に限らず、当該脈動によってダイオードD1のアノード電位が60Vを越えて上昇する局面で生じ得る。

[0080] 逆に、ダイオードD1のアノード電位が0Vを下回って下降する局面でも生じ得る。

交流電圧の急激な減少によりダイオードD1のアノード電位が急激に低下してかかる局面を迎えると、一旦、ダイオードD2が導通する。そして時刻 $t_2 \sim t_3$ におけるコンデンサC1の放電及び逆方向の充電と類似した現象によってダイオードD1のアノード電位は0Vに戻る。しかし交流電圧の急激な減少から本来の交流電圧の電位に回復すれば、コンデンサC1で支えていた分圧が不足しているため、ダイオードD1のアノード電位は急激に上昇してダイオードD1、ツェナーダイオードZDが導通する。

[0081] 観点を変えれば、ダイオードD1のアノード電位は0Vに、カソード電位は60Vに、それぞれクランプされるので、これらから電位が脈動すればコンデンサC1の充放電が脈動して発生し、ツェナーダイオードZDに不要な電流が流れることになる。

[0082] 図5乃至図8はかかる現象を説明するグラフである。図5及び図6は第1の実施の形態で示された電力変換装置において、交流電圧に脈動が無い場合の特性を示している。図7及び図8は第1の実施の形態で示された電力変換装置において、交流電圧に脈動が有る場合の特性を示している。但し第1のコンデンサC1の容量は $0.47 \mu\text{F}$ 、第2のコンデンサC2の容量は $470 \mu\text{F}$ 、サーミスタTHの抵抗値は 22Ω とした。

[0083] これらの図において波形WD80はツェナーダイオードZDに逆方向に流れる電流の向きを正とした場合におけるツェナーダイオードZDに流れる電流の変化を示しており、波形WD8(図4)とは符号が反対となる。波形WD60は第2のダイオードD2に順方向に流れる電流の向きを正とした場合における第2のダイオードD2に流れる電流の変化を示しており、波形WD6(図4)とは符号が反対となる。波形WD10は波形WD1(図2)と同様に第1の入力側接続部T1の電位変化を示すが、ここでは交流電圧として波高値283V、周波数50Hzを採用した場合が示されている。波形WD12はダイオードD1のアノード電位であり、波形WD1, WD2で示される値の差に相当する。

[0084] なお、図示は省略しているが、脈動の有無によらず、第1及び第2の出力側接続部T3, T4間の電圧は60Vが維持されている。

[0085] 図5及び図6は、交流電圧の波高値が相違し、波形の正負を替えているものの、それぞれ図4及び図2と同じ内容が示されている。波形WD12は0～60Vの間で推移する。

- [0086] 図7及び図8は波高値50V、周波数1000Hzの脈動が交流電圧に重畳した場合が例示されている。図8の波形WD12からコンデンサC1の充放電が繰り返されていることが判る。図7の波形WD80に示されるようにツェナーダイオードZDに流れる電流にも脈動が生じており、図5の波形WD80と比較して明らかに増大している。
- [0087] そこで第2の実施の形態では、上記脈動が生じてもツェナーダイオードZDに流れる電流の増量を抑制する技術を提供する。
- [0088] 図9は本発明の第2の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。この電力変換装置は、第1の実施の形態に係る電力変換装置のサーミスタTHの代わりに抵抗Rを採用し、更に抵抗Rの第1の入力側接続部T1側の一端と第2の入力側接続部T2との間に接続されたコンデンサC3を追加した構成を有している。
- [0089] コンデンサC3の存在により、ダイオードD1、D2及びツェナーダイオードZD以外にコンデンサC1の電荷の移動を許す経路が得られる。つまりコンデンサC1が支えていた両端電圧は、交流電圧の脈動に応じて変動可能となる。
- [0090] これを定式化すれば次のようになる。脈動の振幅電圧 V_d 、ツェナーダイオードZDによって支えられていた電圧 V_z を導入し、コンデンサC1、C3の容量値も同じ記号を採用すれば、この脈動によってコンデンサC1から移動する電荷量は $Q_1 = C_1 \cdot (V_d - V_z)$ である。この電荷量が、電圧 V_z でコンデンサC3に充電されていた電荷 $Q_3 = C_3 \cdot V_z$ でまかなわれれば、ツェナーダイオードZDを経由した電荷の移動、即ち電流を低減できる。よって $C_3 \geq C_1 \cdot (V_d - V_z) / V_z$ とすればよい。つまりコンデンサC1、C3の容量値を同程度に設定すれば、交流電圧の脈動振幅が、出力される直流電圧の二倍程度あってもツェナーダイオードZDに流れる不要な電流を抑制できる。
- [0091] 例えば上述の例では100Vの振幅で脈動が生じるので、容量値 $0.47 \mu F$ のコンデンサC1を採用する場合には、コンデンサの規格値の系列を考慮して容量値 $0.33 \mu F$ のコンデンサC3を採用することができる。
- [0092] なお、上述の計算では抵抗Rは無関係となっているが、実際には定常時や突入時の両方の電流を制限するため、第1の実施の形態よりも1桁程度大きめの、例えば 220Ω の抵抗を採用してCR時定数を大きくすることも望ましい。
- [0093] 図10及び図11は第2の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが

無い場合の波形を示すグラフである。コンデンサC1, C2には図5乃至図8で示された第1の実施の形態と同じ容量値を採用し、コンデンサC3には容量値 $0.33\mu\text{F}$ を採用し、抵抗Rには抵抗値 220Ω を採用した。波形の記号は図5乃至図8と共通して用いている。図10及び図11で示される波形は、第1の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形(図5及び図6)とほぼ同じである。

[0094] 図12は交流電圧に脈動が無い場合であって、これが正である周期の初期において波形WD80を比較したものであり、グラフL1, L2がそれぞれ第1の実施の形態、第2の実施の形態の波形WD80に相当する。脈動が無い場合においてさえ、第2の実施の形態の方が、第1の実施の形態と比較してツェナーダイオードZDに流れる電流を低減できていることが判る。

[0095] 図13及び図14は波高値50V、周波数1000Hzの脈動が交流電圧に重畳した場合が例示され、第1の実施の形態に関する図7及び図8とそれぞれ対応する。なお、図示は省略しているが、脈動の有無によらず、第1及び第2の出力側接続部T3, T4間の電圧は60Vが維持されている。

[0096] 図15は図7, 図13の交流電圧が正である周期の初期において波形WD80を比較したものであり、グラフL3, L4がそれぞれ第1の実施の形態、第2の実施の形態の波形WD80に相当する。第2の実施の形態の方が、第1の実施の形態と比較してツェナーダイオードZDに流れる電流を大きく低減できていることが判る。

[0097] 第3の実施の形態.

図16は本発明の第3の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。この電力変換装置は、第2の実施の形態に係る電力変換装置のコンデンサC3と抵抗Rの接続箇所が異なっている。つまり抵抗Rの第2の入力側接続部T2側の一端と第2の入力側接続部T2との間にコンデンサC3が接続されている。

[0098] 図17及び図18は第3の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形を示すグラフである。コンデンサC1, C2, C3、抵抗Rには第2の実施の形態と同じ仕様を採用した。波形の記号は図5乃至図8、図10及び図11等と共通して用いている。図17及び図18で示される波形は、第2の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形(図10及び図11)とほぼ同じであ

る。

- [0099] 図19乃至図22では波高値75V、周波数1000Hzの脈動が交流電圧に重畳した場合が例示されており、図19及び図20は第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性であり、図21及び図22は第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性である。なお、図示は省略しているが、脈動の有無によらず、第1及び第2の出力側接続部T3, T4間の電圧は60Vが維持されている。
- [0100] 図23は図19乃至図22の交流電圧が正である周期の初期において波形WD80を比較したものであり、グラフL5, L6がそれぞれ第2の実施の形態、第3の実施の形態の波形WD80に相当する。第3の実施の形態の方が、第2の実施の形態と比較してツェナーダイオードZDに流れる電流を大きく低減できていることが判る。
- [0101] これはコンデンサC1, C3間の電荷の移動において、第3実施の形態の方が、第2の実施の形態と比較して抵抗Rによる時定数の効果を大きく得ているためと考えられる。換言すれば、コンデンサC1と抵抗Rとが成すCR直列回路の時定数により、交流の脈動の影響を効果的に抑制できる。
- [0102] しかしながら、抵抗Rの電力定格を下げ、部品の寸法を小さくできる点では第2の実施の形態にかかる電力変換装置の方が望ましい。抵抗Rを介したコンデンサC1, C3間の電荷の移動が顕著でなく、従って脈動する周波数が高い場合であっても、抵抗Rに流れる電流は小さくできるからである。
- [0103] この発明は詳細に説明されたが、上記した説明は、すべての局面において、例示であって、この発明がそれに限定されるものではない。例示されていない無数の変形例が、この発明の範囲から外れることなく想定され得るものと解される。

請求の範囲

- [1] 交流(S)を降圧して直流に変換する電力変換装置であって、
前記交流の出力を入力する第1及び第2の入力側接続部(T1, T2)と、
前記第1の入力側接続部(T1)と前記第2の入力側接続部(T2)との間の第1の電気接続路(L1)に、前記第1の入力側接続部側から順に直列に介挿された第1のコンデンサ(C1)及び第2のコンデンサ(C2)と、
前記第1の電気接続路における第1のコンデンサと前記第2のコンデンサとの間に、前記第2の入力側接続部側に向けて順方向となるように介挿された第1のダイオード(D1)と、
前記第1の電気接続路における前記第1のコンデンサと前記第1のダイオードとの間と、前記第2の入力側接続部とを接続する第2の電気接続路(L2)に、前記第2の入力側接続部側に向けて逆方向になるように介挿された第2のダイオード(D2)と、
前記第1の電気接続路における前記第1のダイオードと前記第2のコンデンサとの間と接続された前記直流の出力用の第1の出力側接続部(T3)と、
前記第2の入力側接続部と接続された前記直流の出力用の第2の出力側接続部(T4)と、
を備える、電力変換装置。
- [2] 請求項1に記載の電力変換装置において、
前記第1の出力側接続部(T3)と前記第2の出力側接続部(T4)との間に、前記第1の出力側接続部側に向けて順方向になるように介挿されたツェナーダイオード(ZD)をさらに備える、電力変換装置。
- [3] 請求項2に記載の電力変換装置において、
前記第1の電気接続路(L1)における前記第2の電気接続路(L2)が接続された接続位置よりも前記第1の入力側接続部側に介挿された抵抗(R)をさらに備える、電力変換装置。
- [4] 請求項3に記載の電力変換装置において、
前記抵抗はサーミスタである、電力変換装置。
- [5] 請求項3に記載の電力変換装置において、

前記抵抗(R)の一端と前記第2の入力側接続部(T2)との間に接続された第3のコンデンサ(C3)を更に備える、電力変換装置。

- [6] 請求項5に記載の電力変換装置において、
前記抵抗(R)の前記一端は前記第2の入力側接続部(T2)側の端である、電力変換装置。
- [7] 請求項5に記載の電力変換装置において、
前記抵抗(R)の前記一端は前記第1の入力側接続部(T1)側の端である、電力変換装置。
- [8] 請求項5に記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。
- [9] 請求項6に記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。
- [10] 請求項7に記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。
- [11] 請求項1に記載の電力変換装置において、
前記第1の電気接続路(L1)における前記第2の電気接続路(L2)が接続された接続位置よりも前記第1の入力側接続部側に介挿された抵抗(R)をさらに備える、電力変換装置。
- [12] 請求項11に記載の電力変換装置において、
前記抵抗はサーミスタである、電力変換装置。
- [13] 請求項11に記載の電力変換装置において、
前記抵抗(R)の一端と前記第2の入力側接続部(T2)との間に接続された第3のコンデンサ(C3)を更に備える、電力変換装置。
- [14] 請求項13に記載の電力変換装置において、
前記抵抗(R)の前記一端は前記第2の入力側接続部(T2)側の端である、電力変換装置。

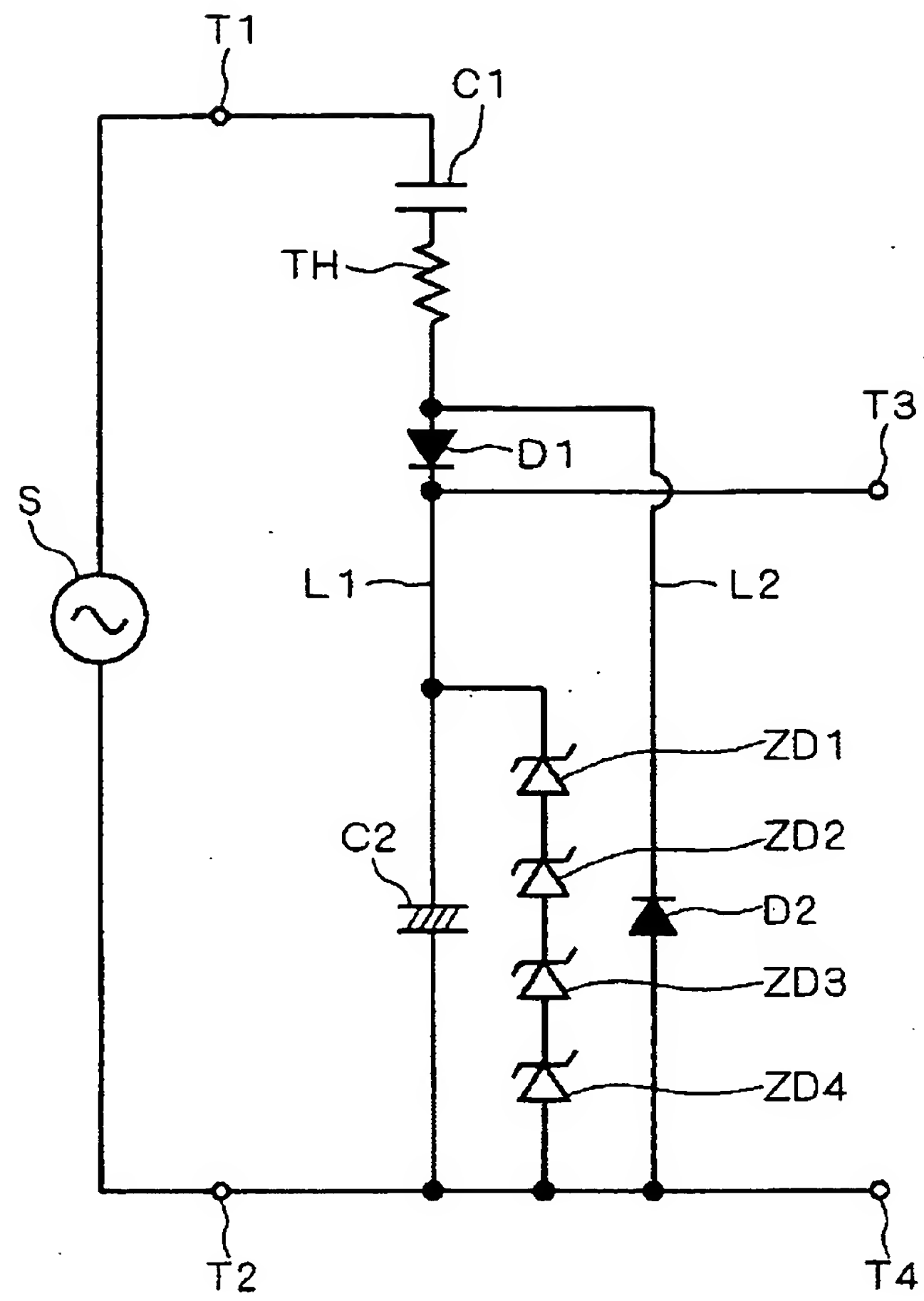
換装置。

- [15] 請求項13に記載の電力変換装置において、
前記抵抗(R)の前記一端は前記第1の入力側接続部(T1)側の端である、電力変換装置。
- [16] 請求項13に記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。
- [17] 請求項14に記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。
- [18] 請求項15に記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第3のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。
- [19] 請求項1ないし18のいずれかに記載の電力変換装置において、
前記第1のコンデンサと前記第2のコンデンサとの容量比が、1対1000に設定されている、電力変換装置。

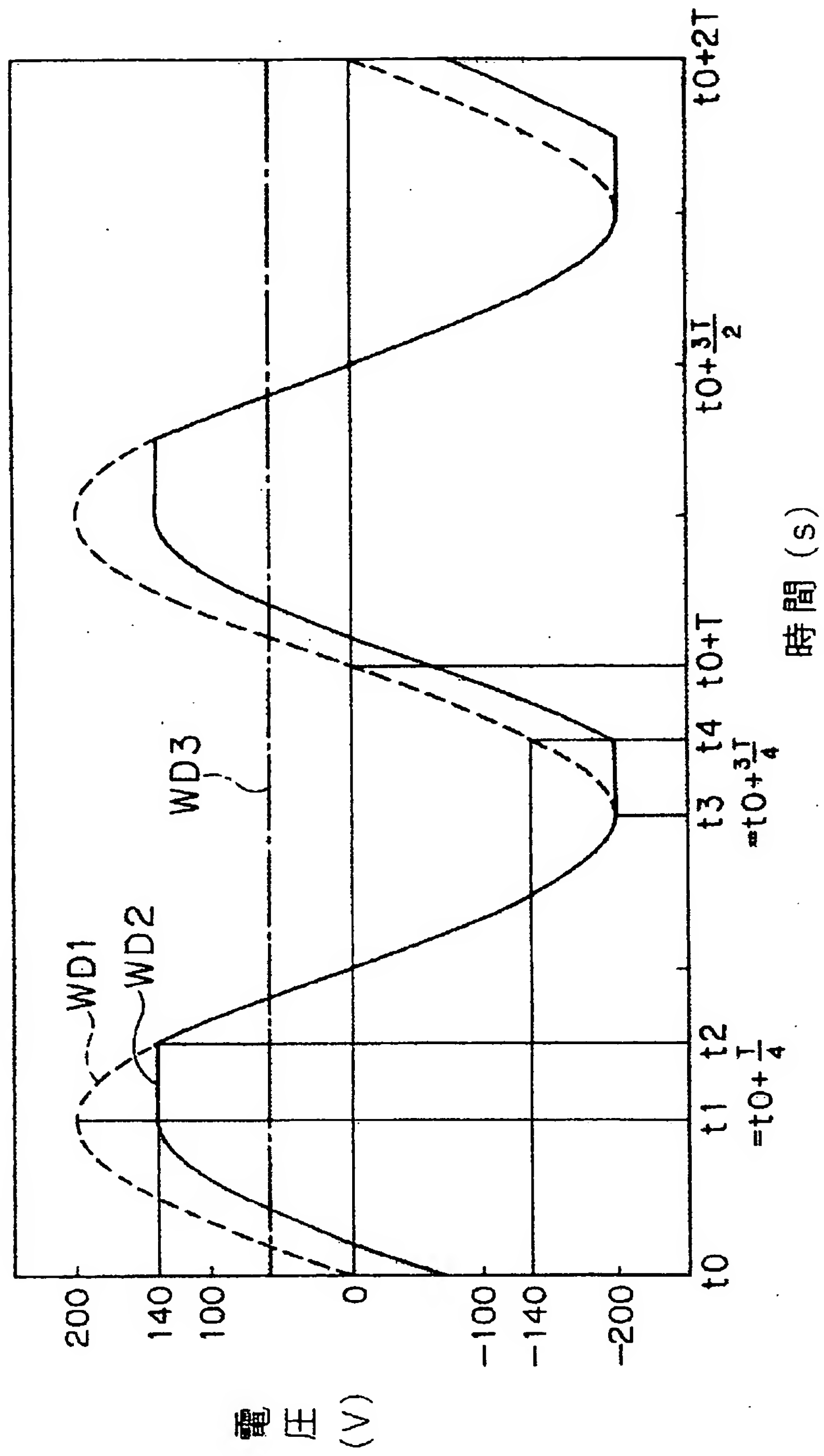
要 約 書

この電力変換装置では、交流を入力する第1及び第2の入力側接続部(T1, T2)の間に、降圧用の第1のコンデンサ(C1)、半波整流用の第1のダイオード(D1)及び平滑用の第2のコンデンサ(C2)を介挿するとともに、第2の入力側接続部(T2)と第1のダイオード(D1)との入力端との間に、第1のコンデンサ(C1)の放電用の第2のダイオード(D2)を介挿している。そして、交流電源(S)から与えられる交流が、第1及び第2のコンデンサ(C1, C2)により分圧(降圧)されて第1のダイオード(D1)によって直流化され、第2のコンデンサ(C2)により平滑化されつつ、ツェナーダイオード(ZD1～ZD4)により規定される出力電圧で、第1及び第2の出力側接続部(T3, T4)を介して負荷側に供給される。

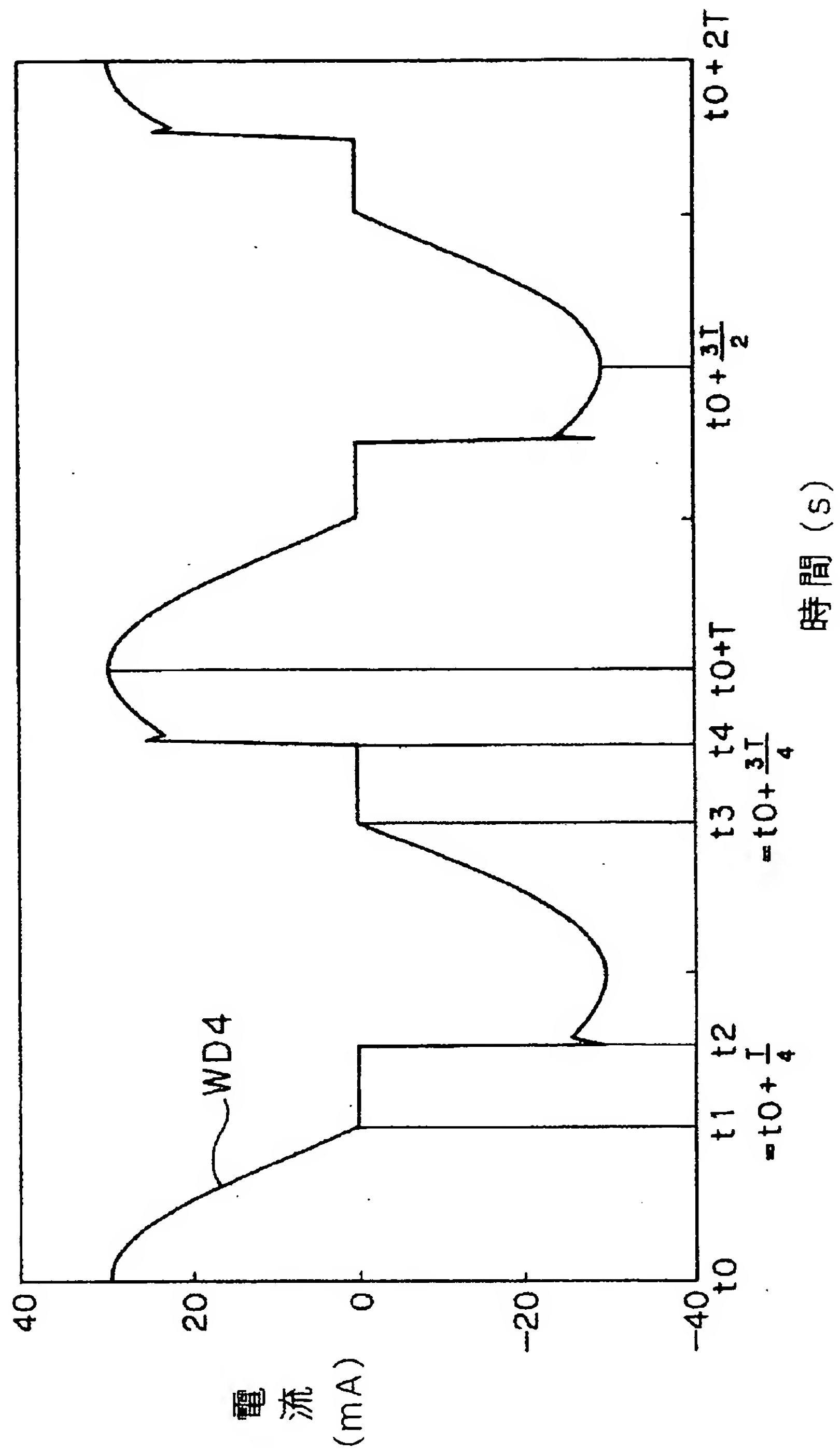
[図1]



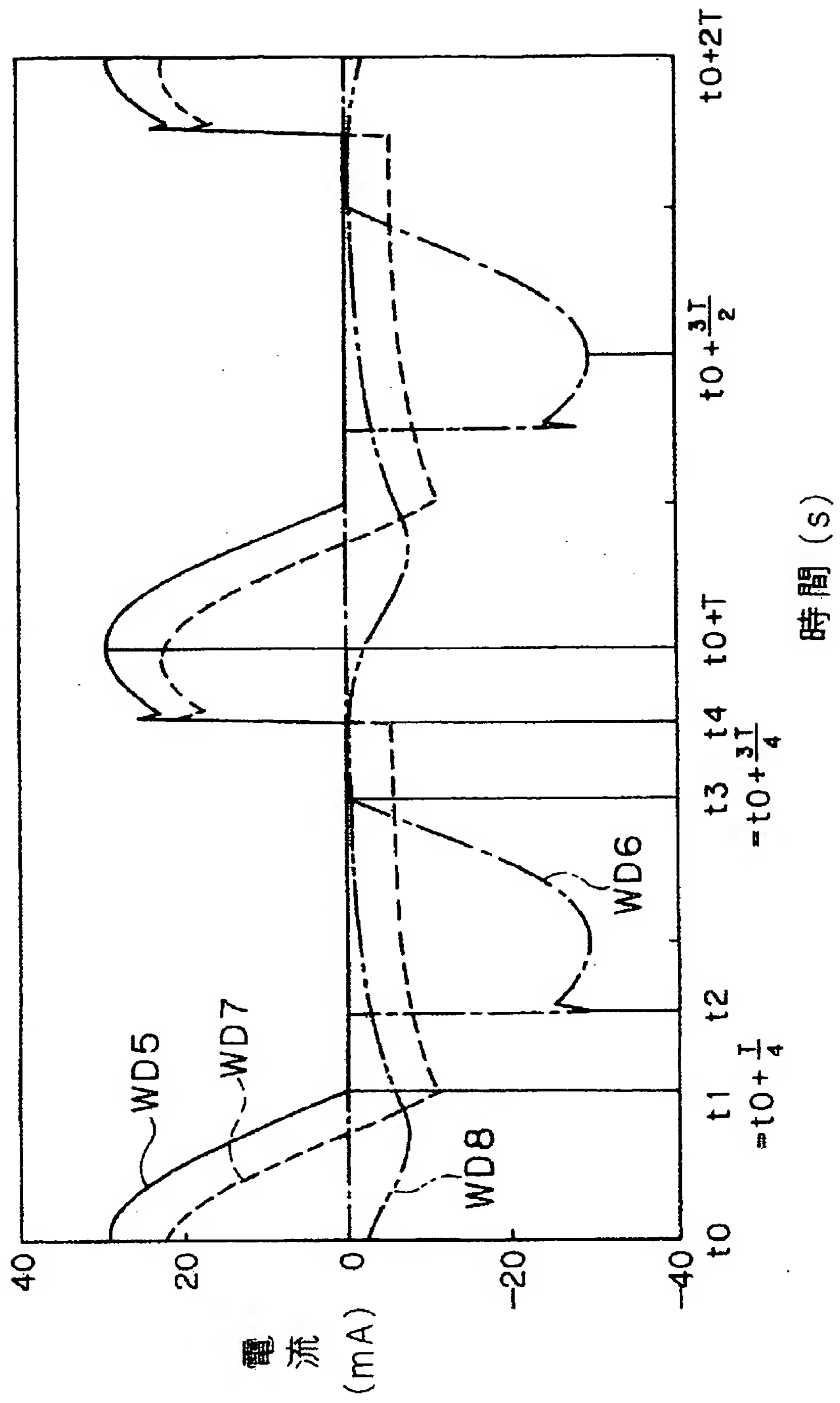
[図2]



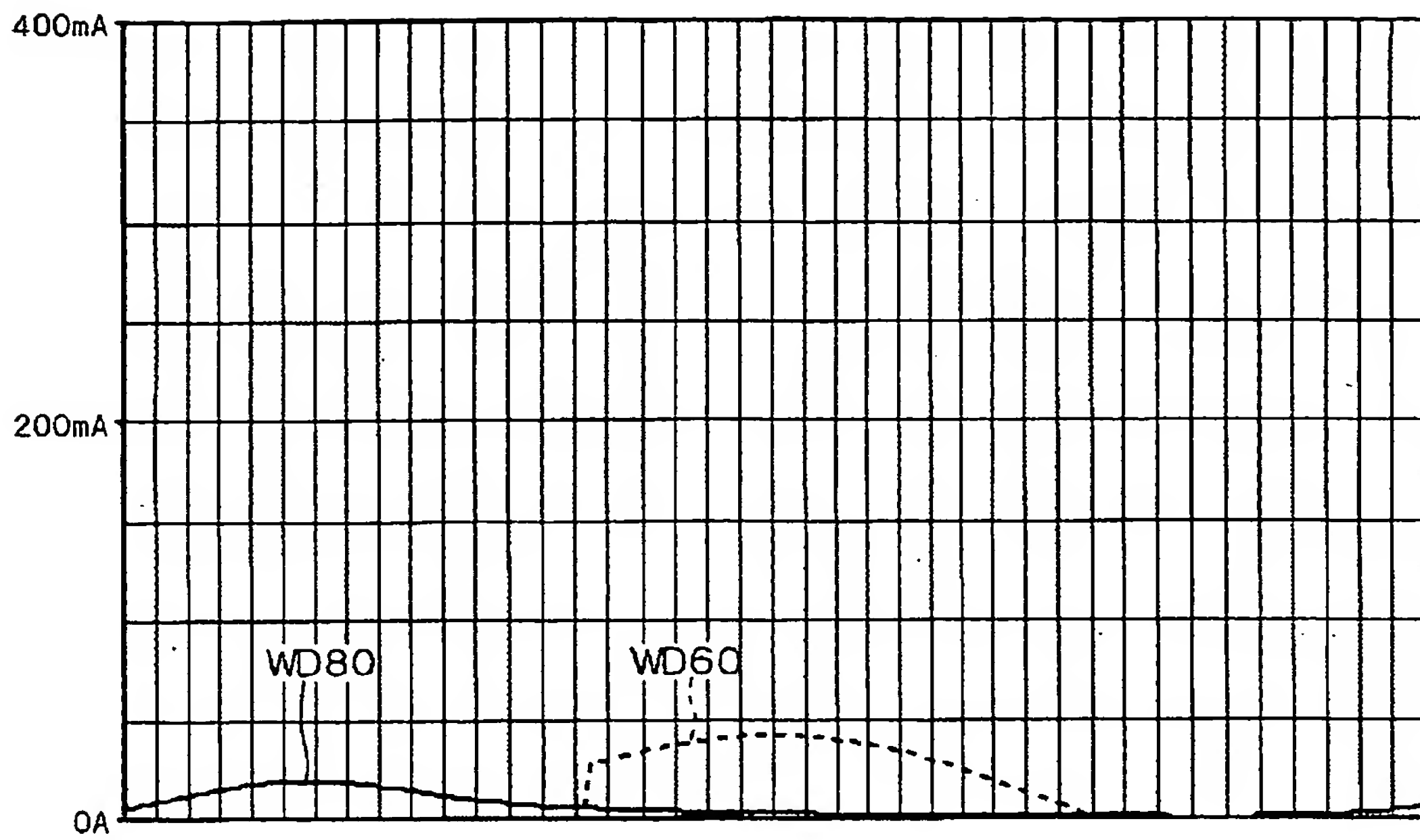
[図3]



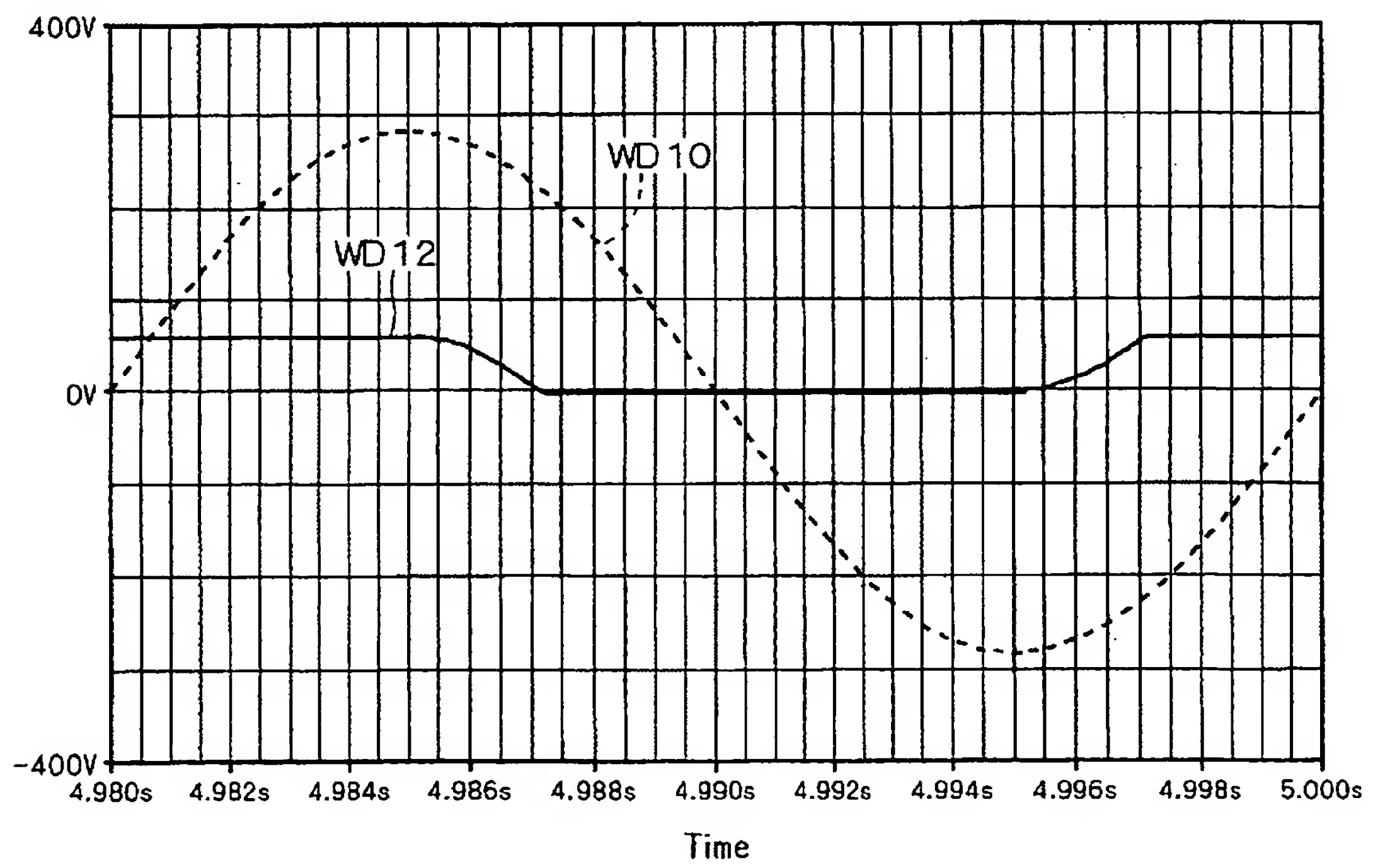
[図4]



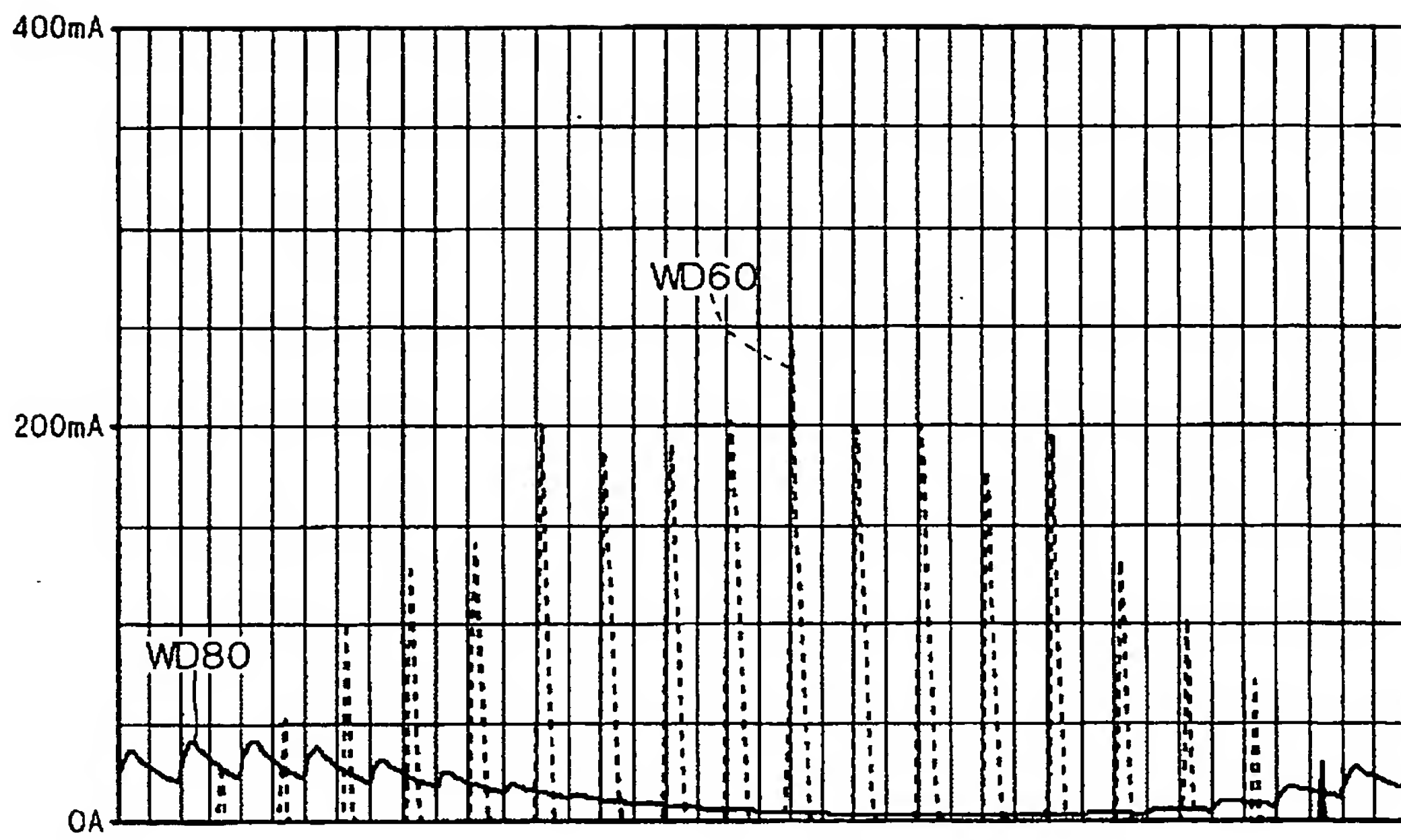
[図5]



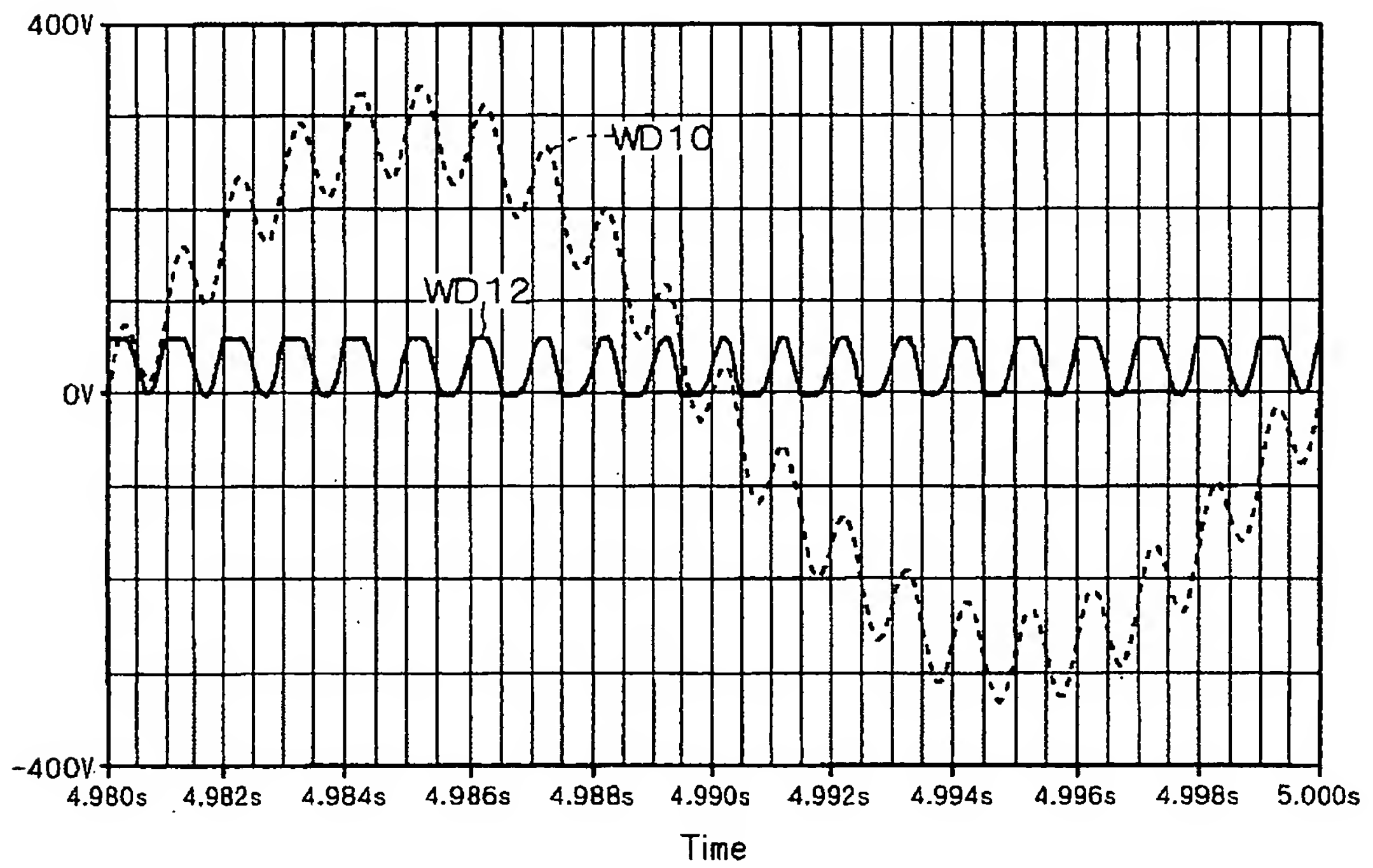
[図6]



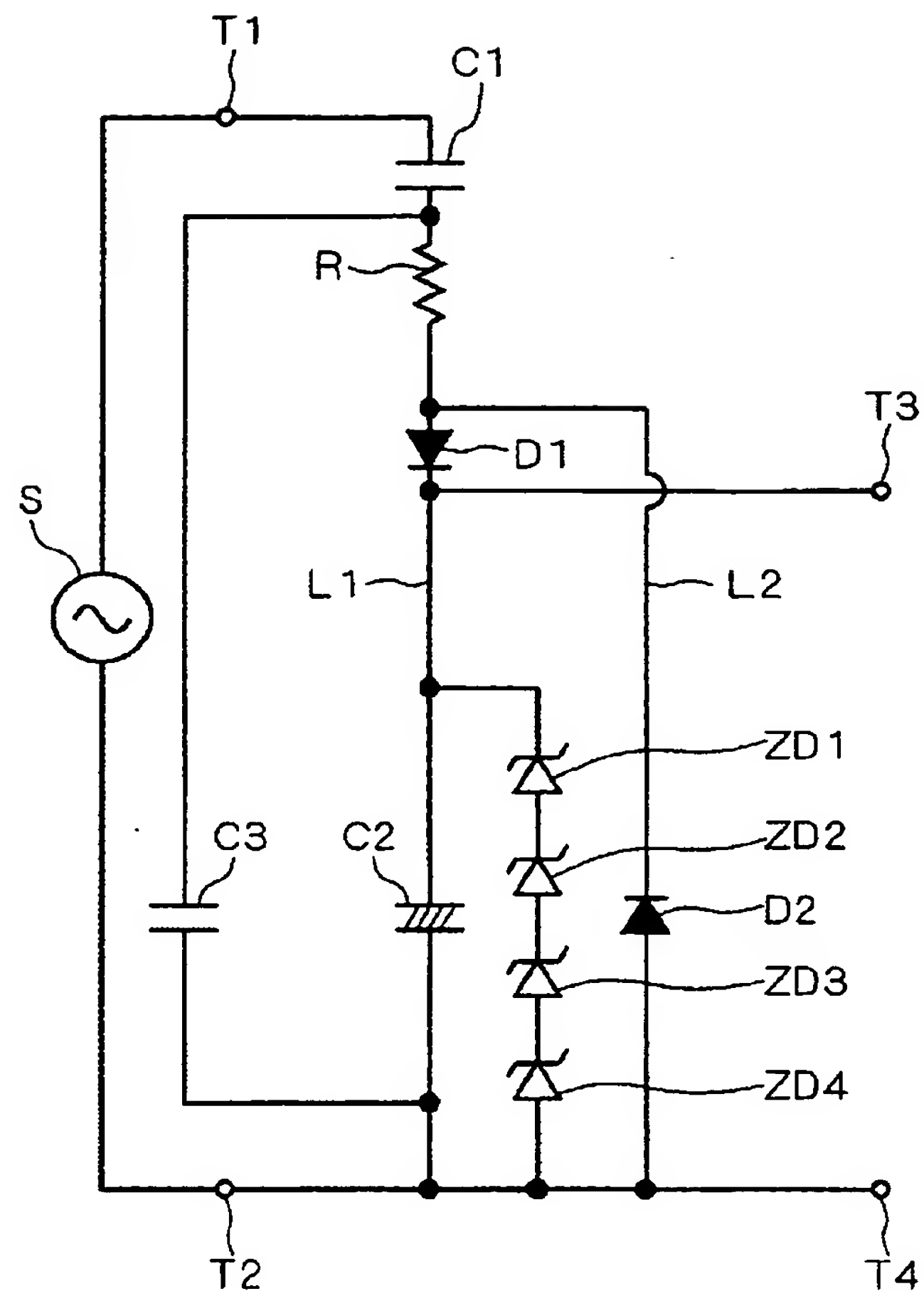
[圖7]



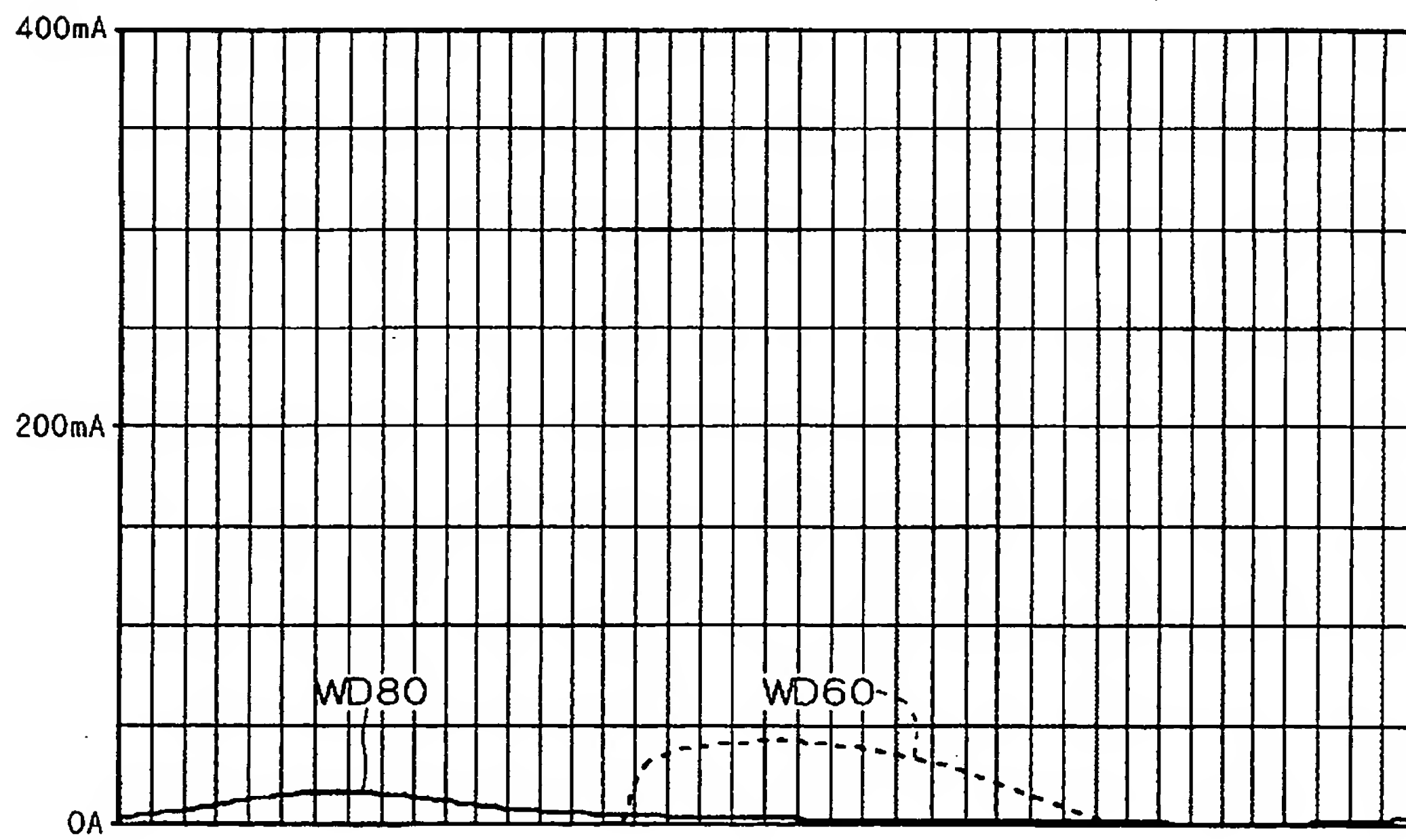
[圖8]



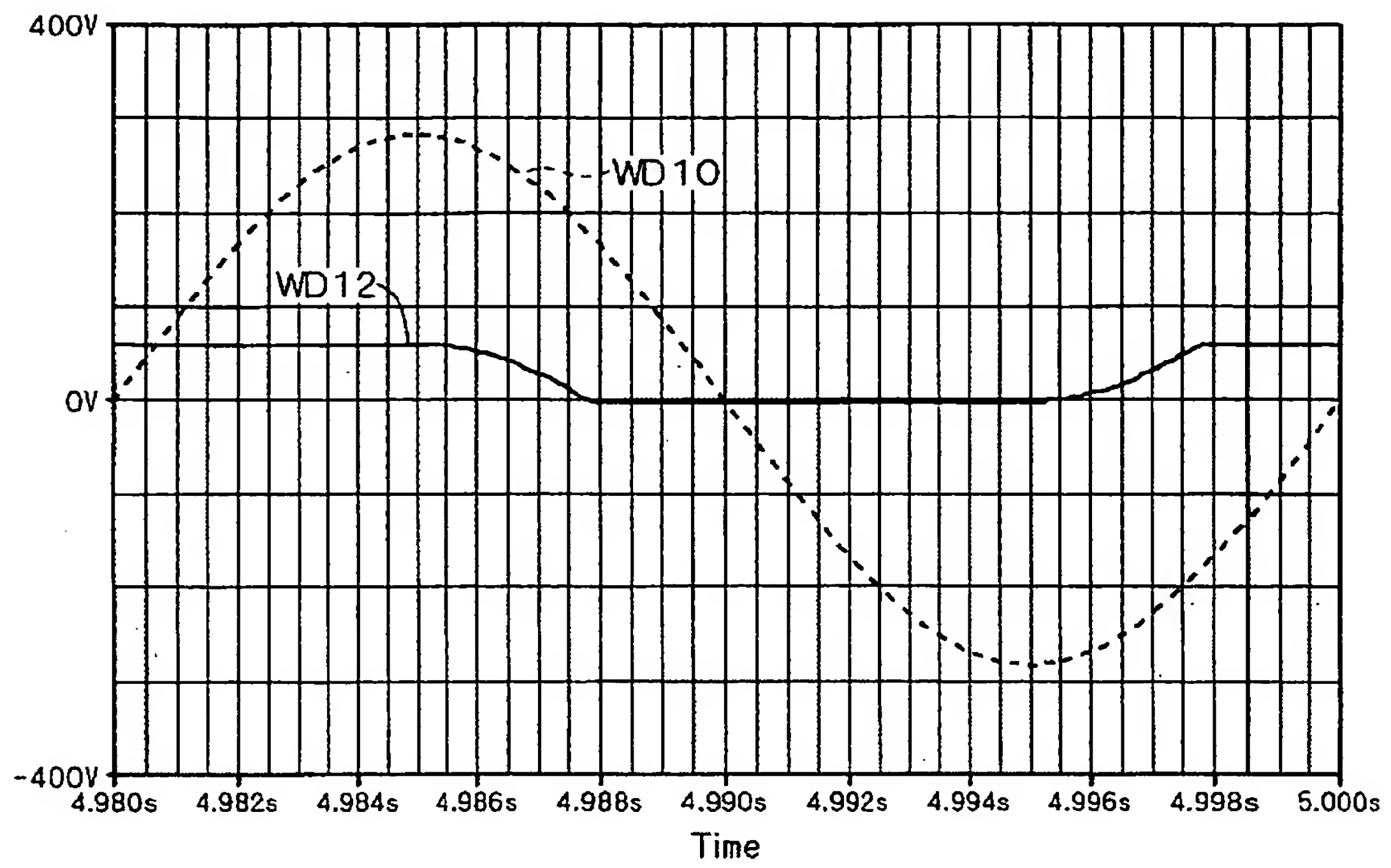
[図9]



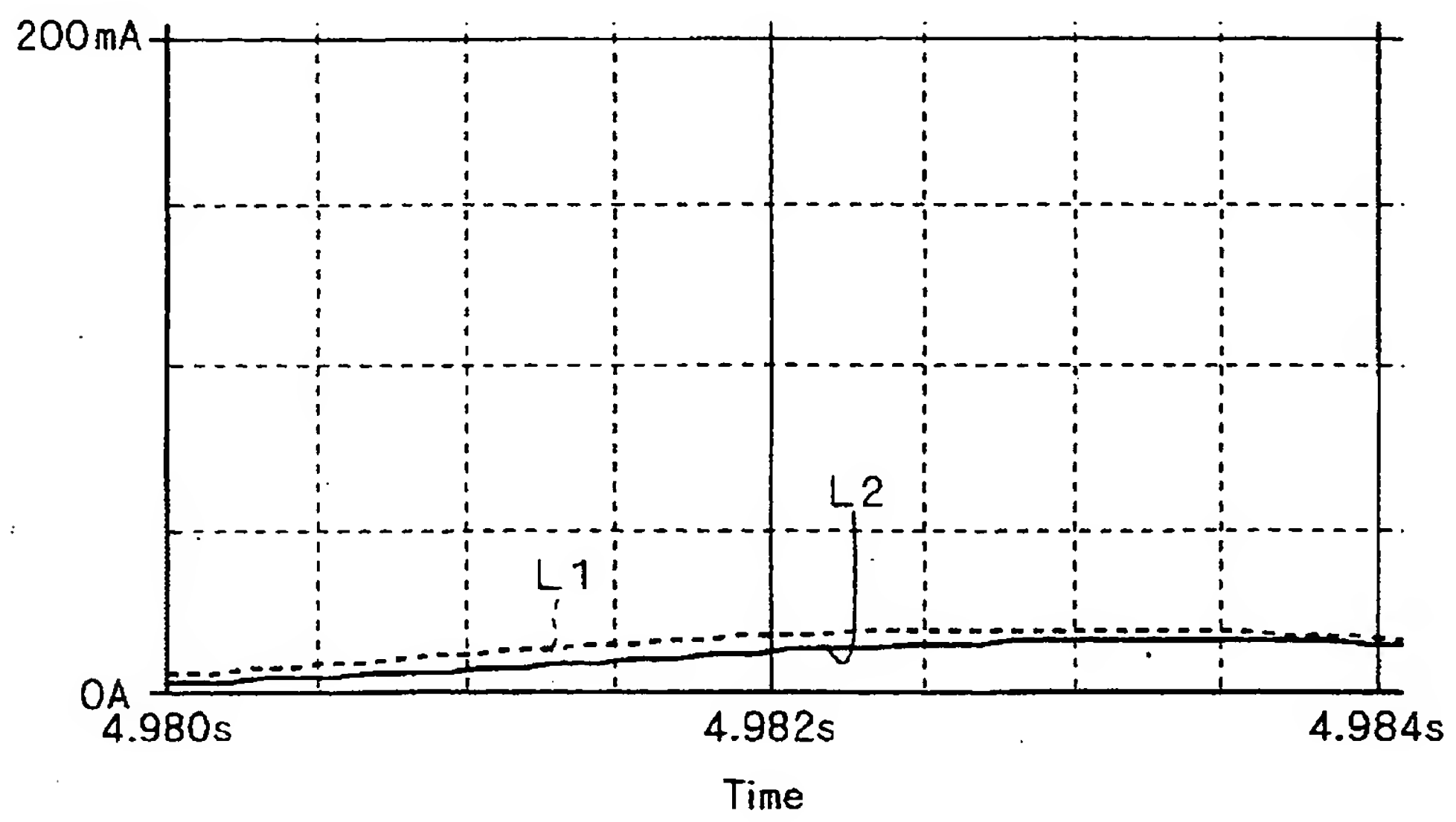
[図10]



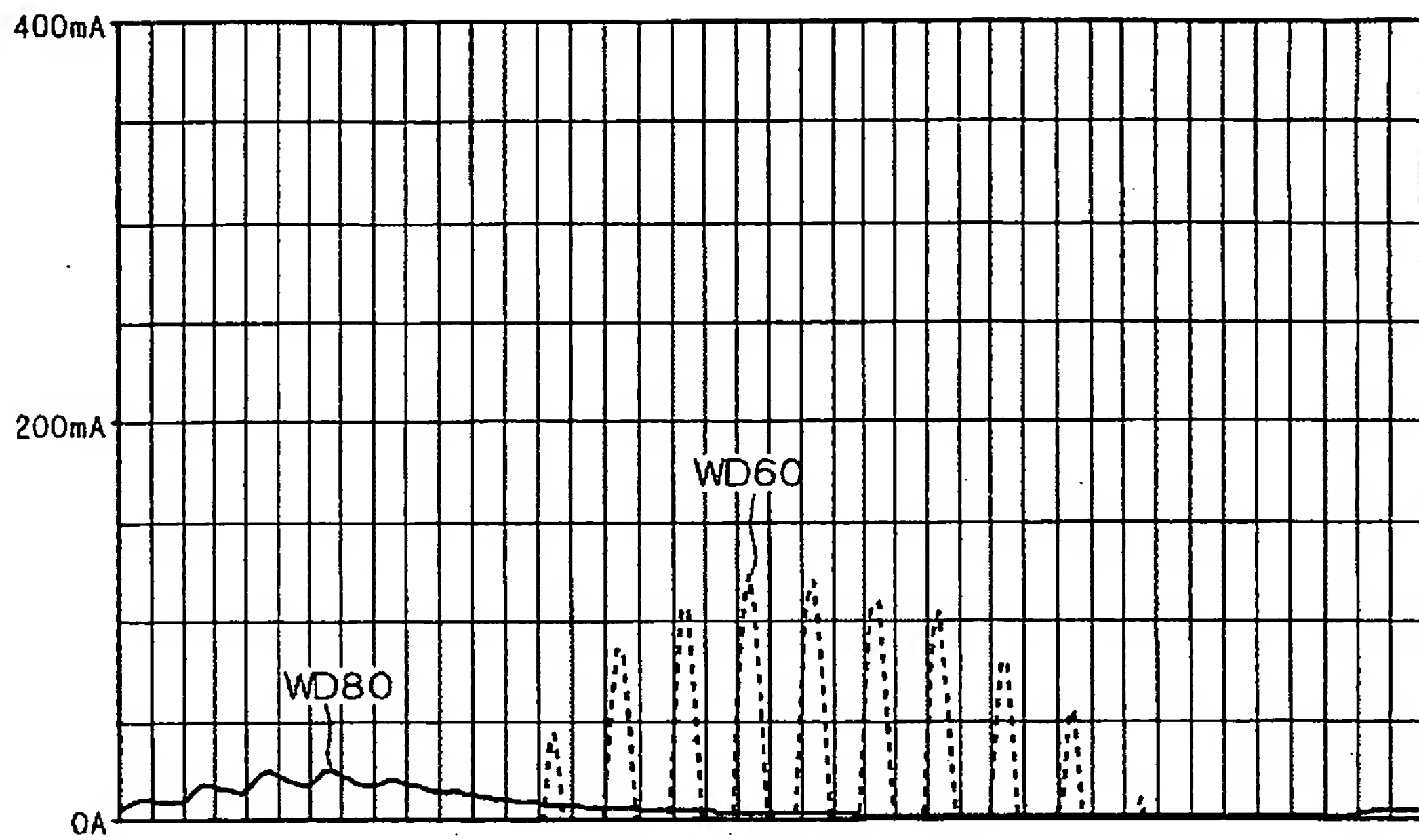
[図11]



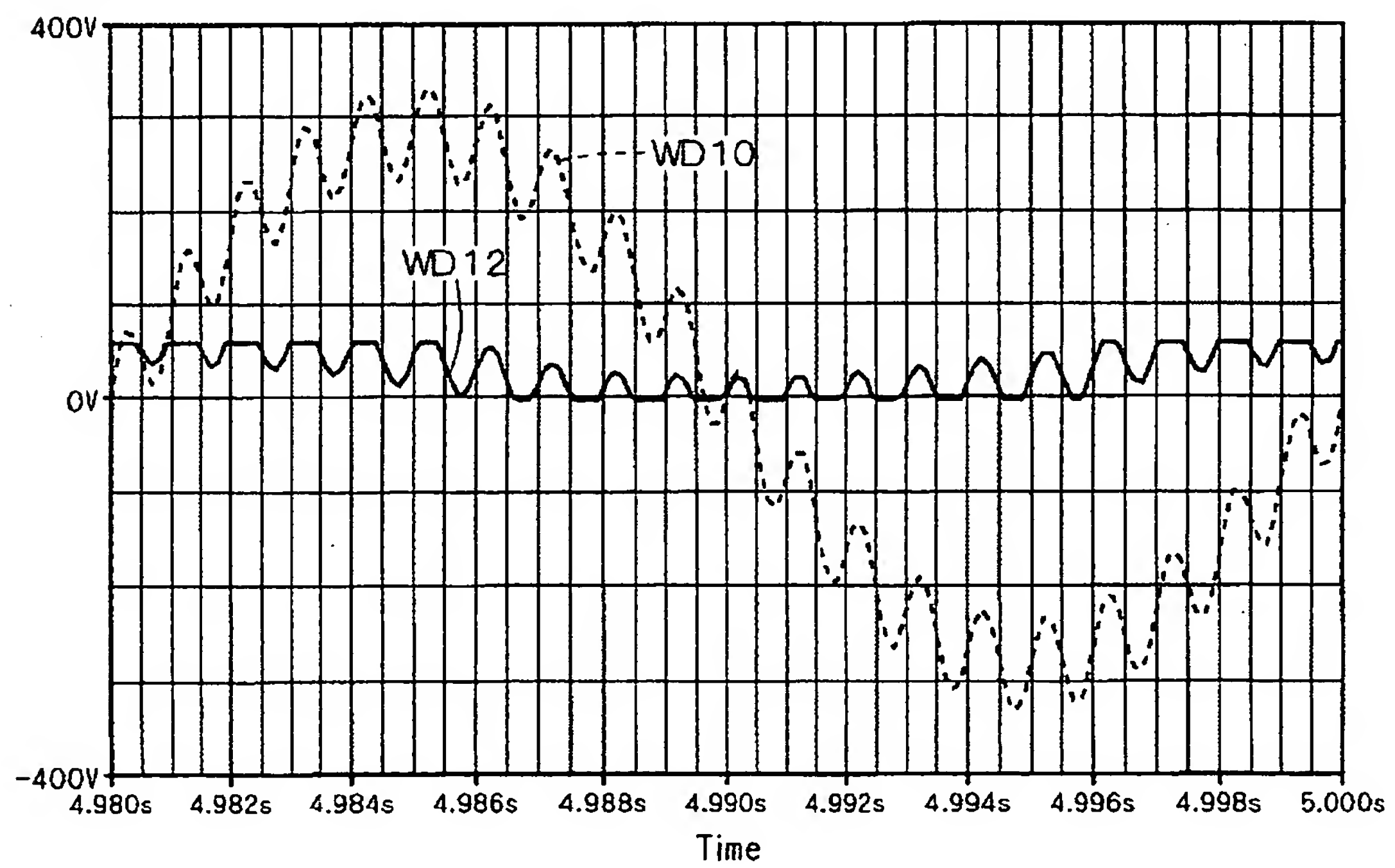
[図12]



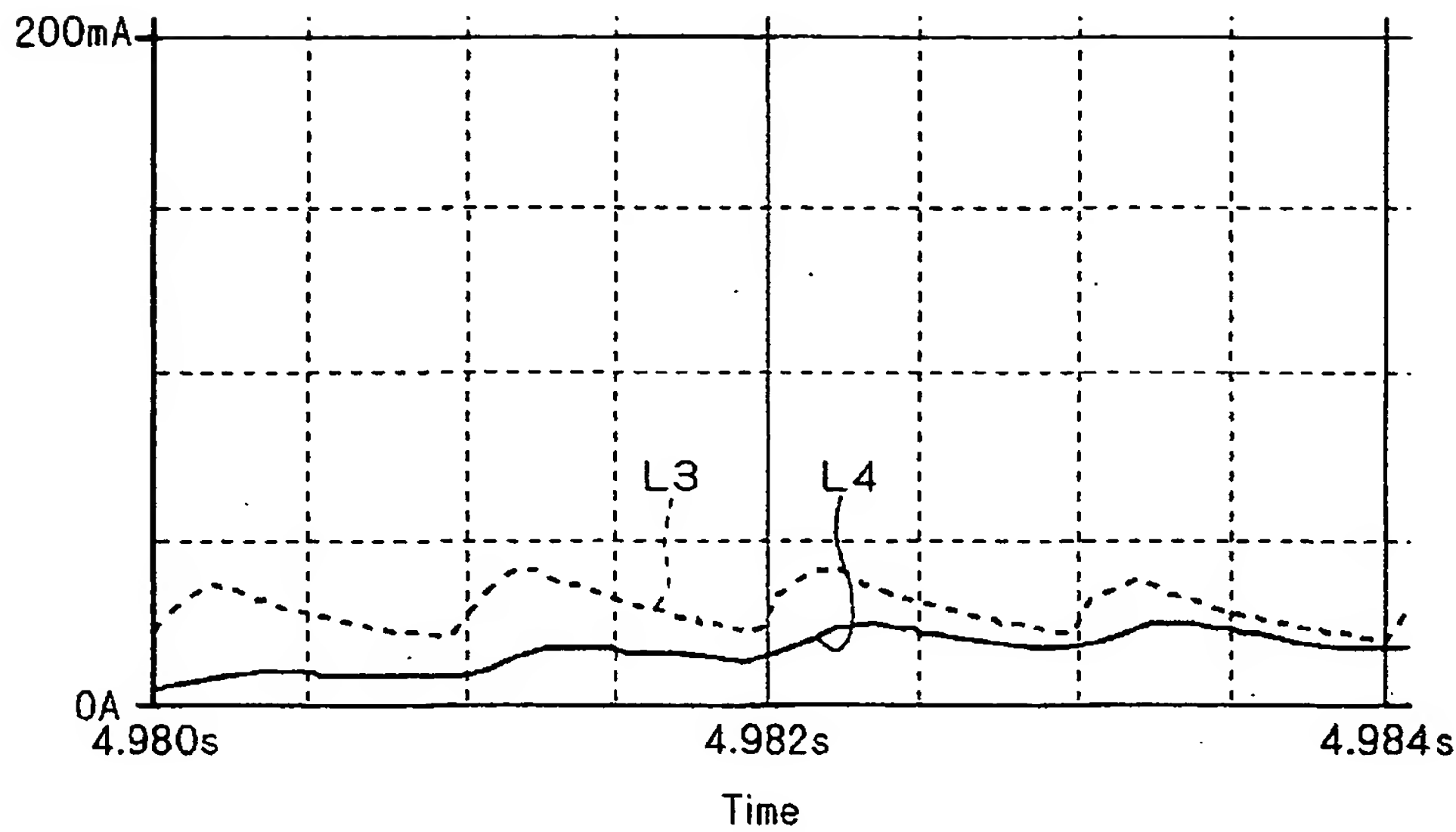
[図13]



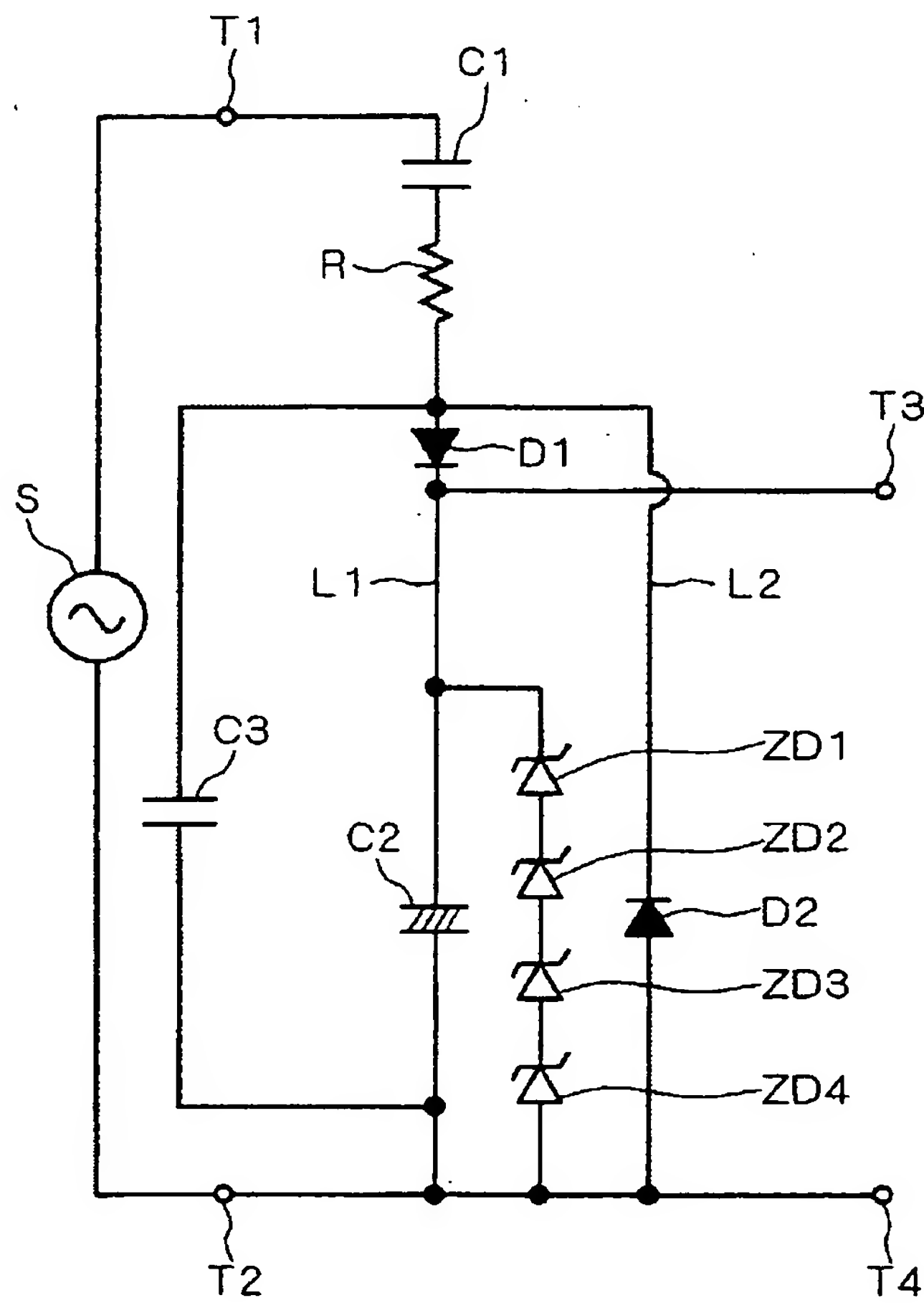
[図14]



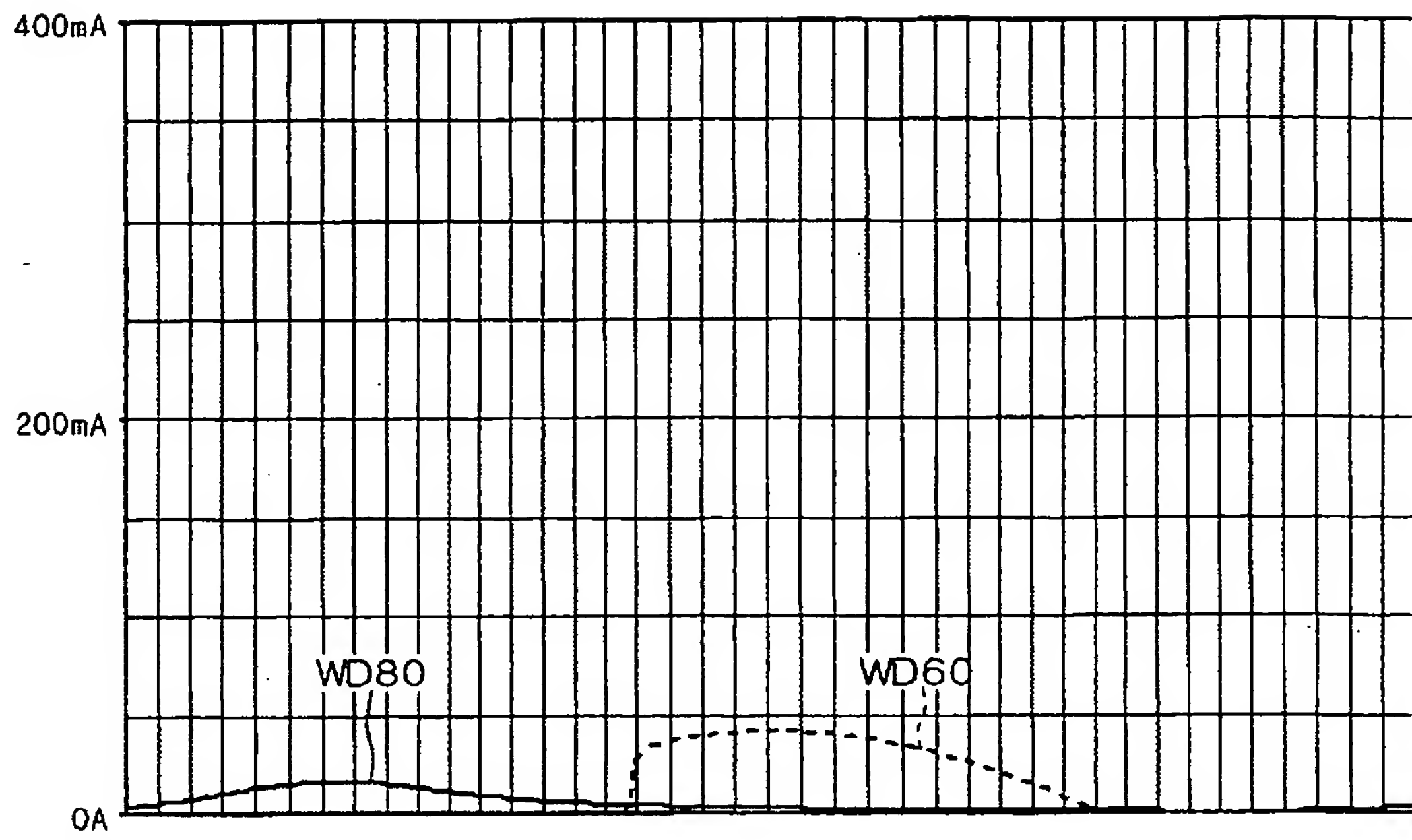
[圖15]



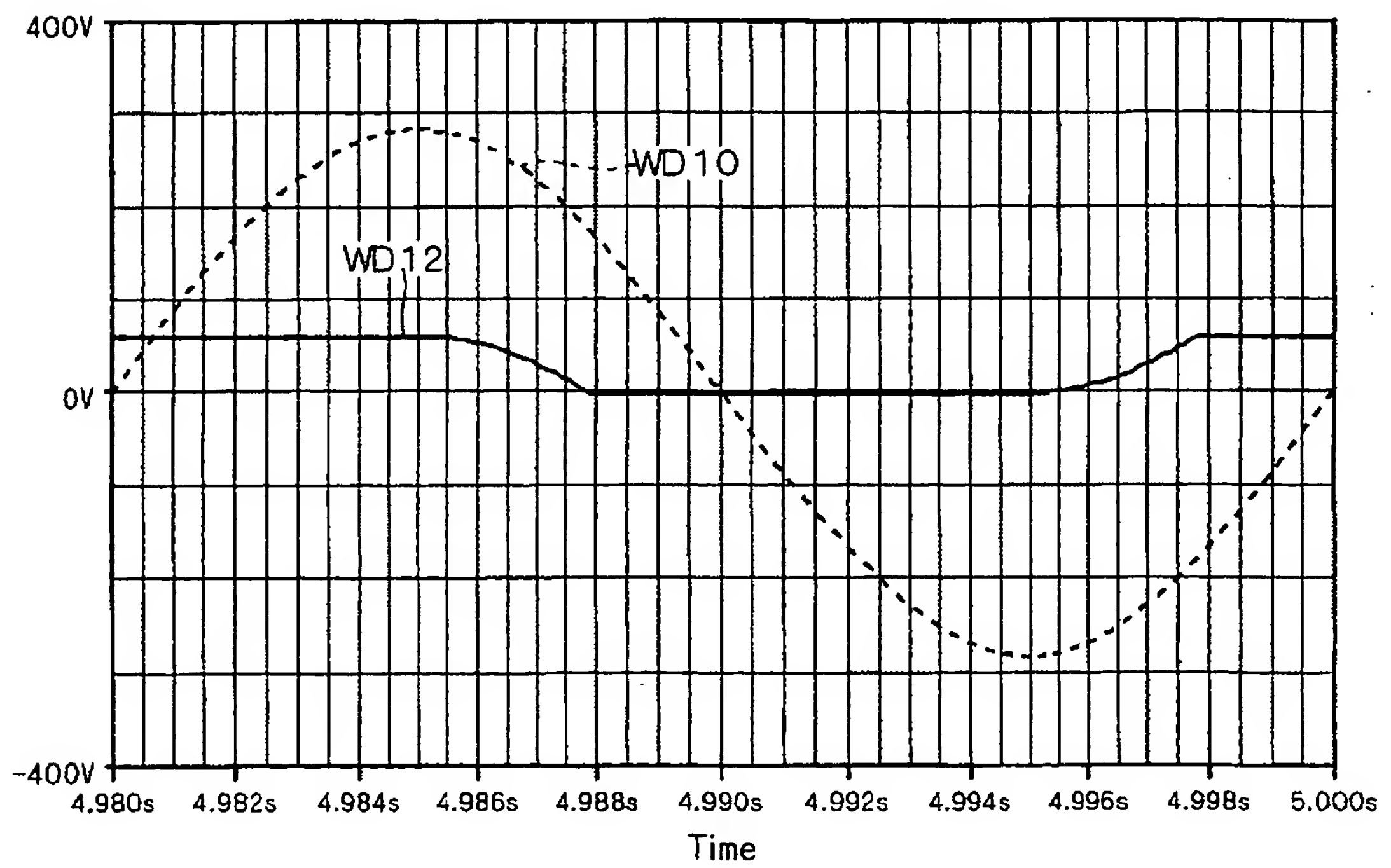
[圖16]



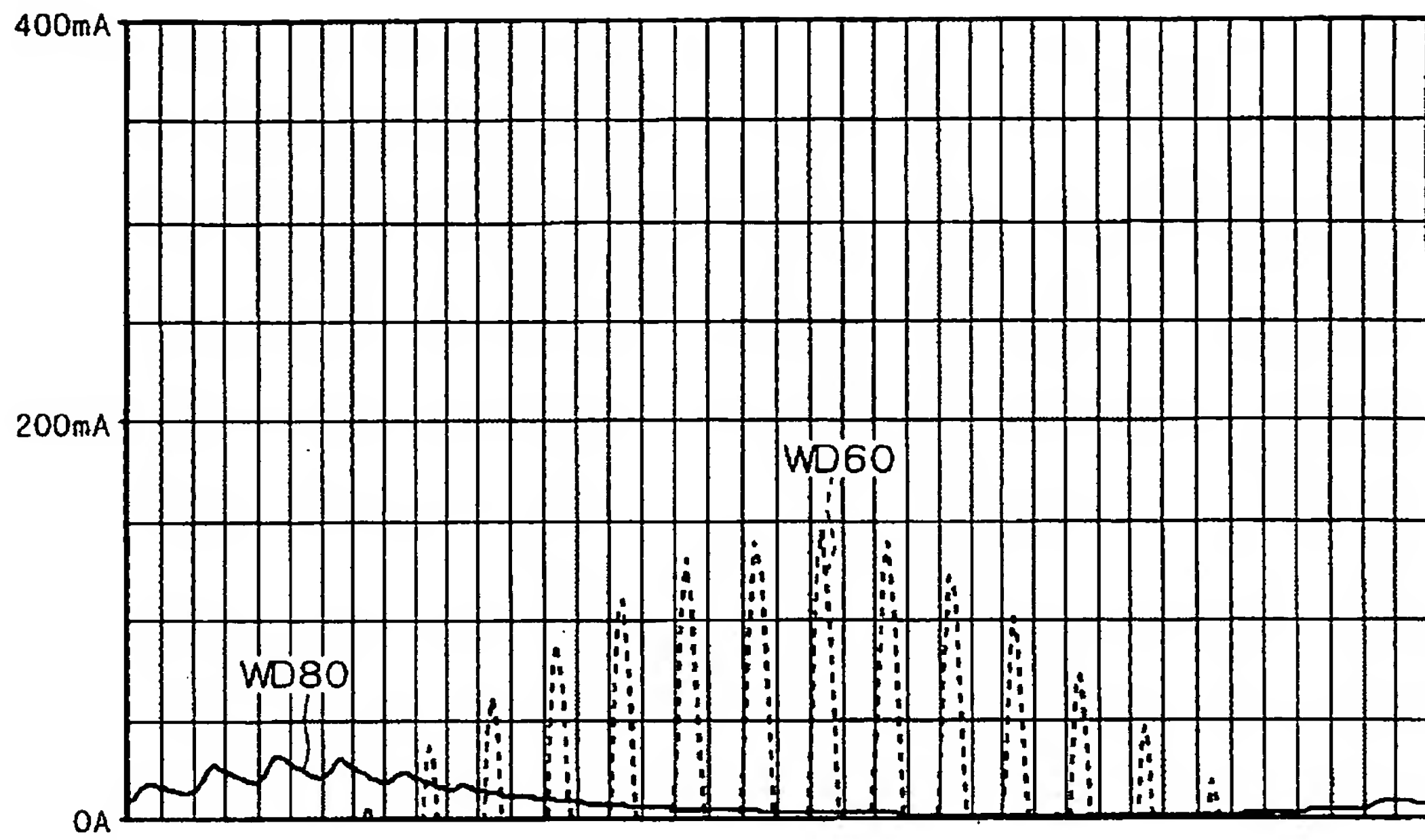
[図17]



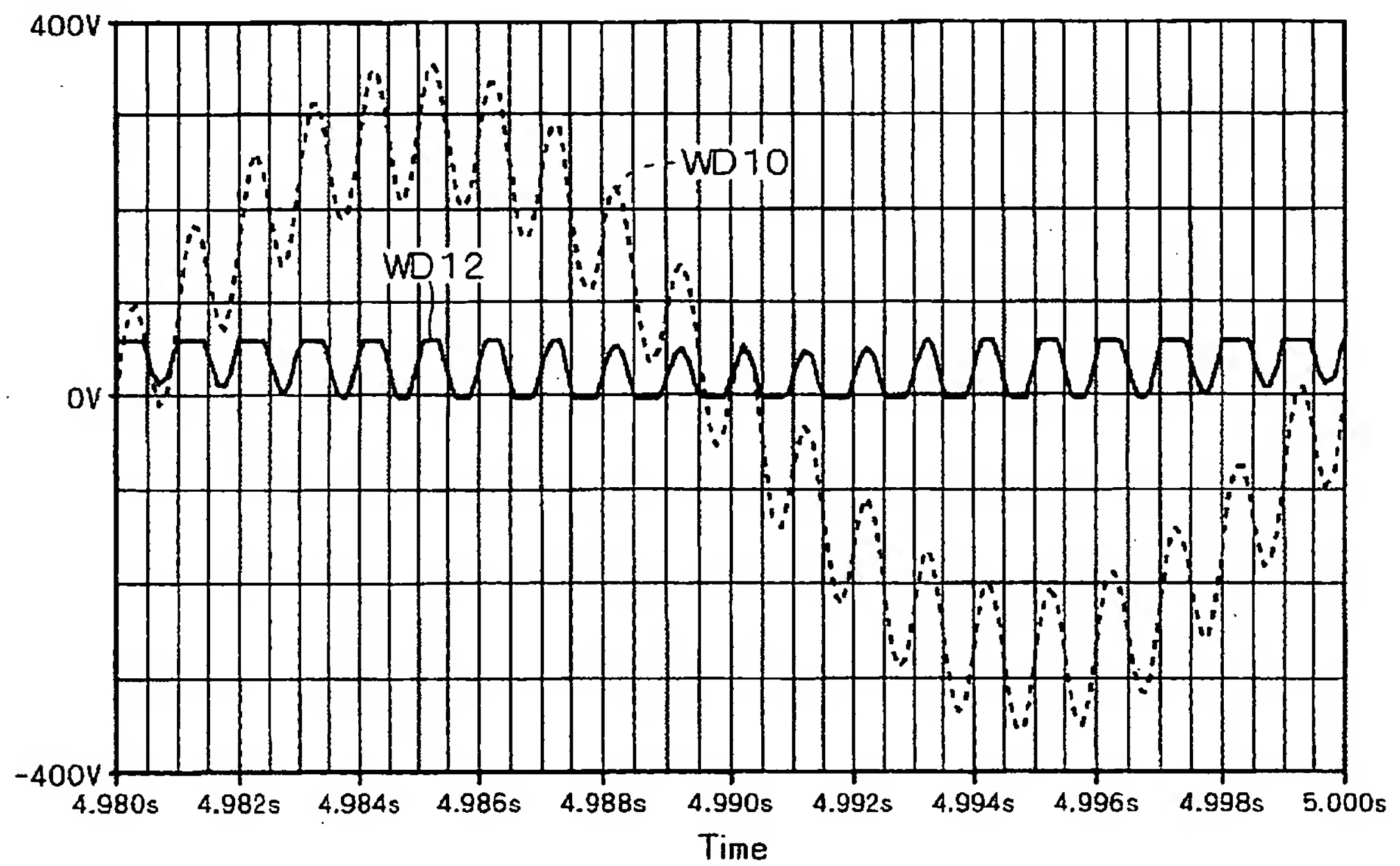
[図18]



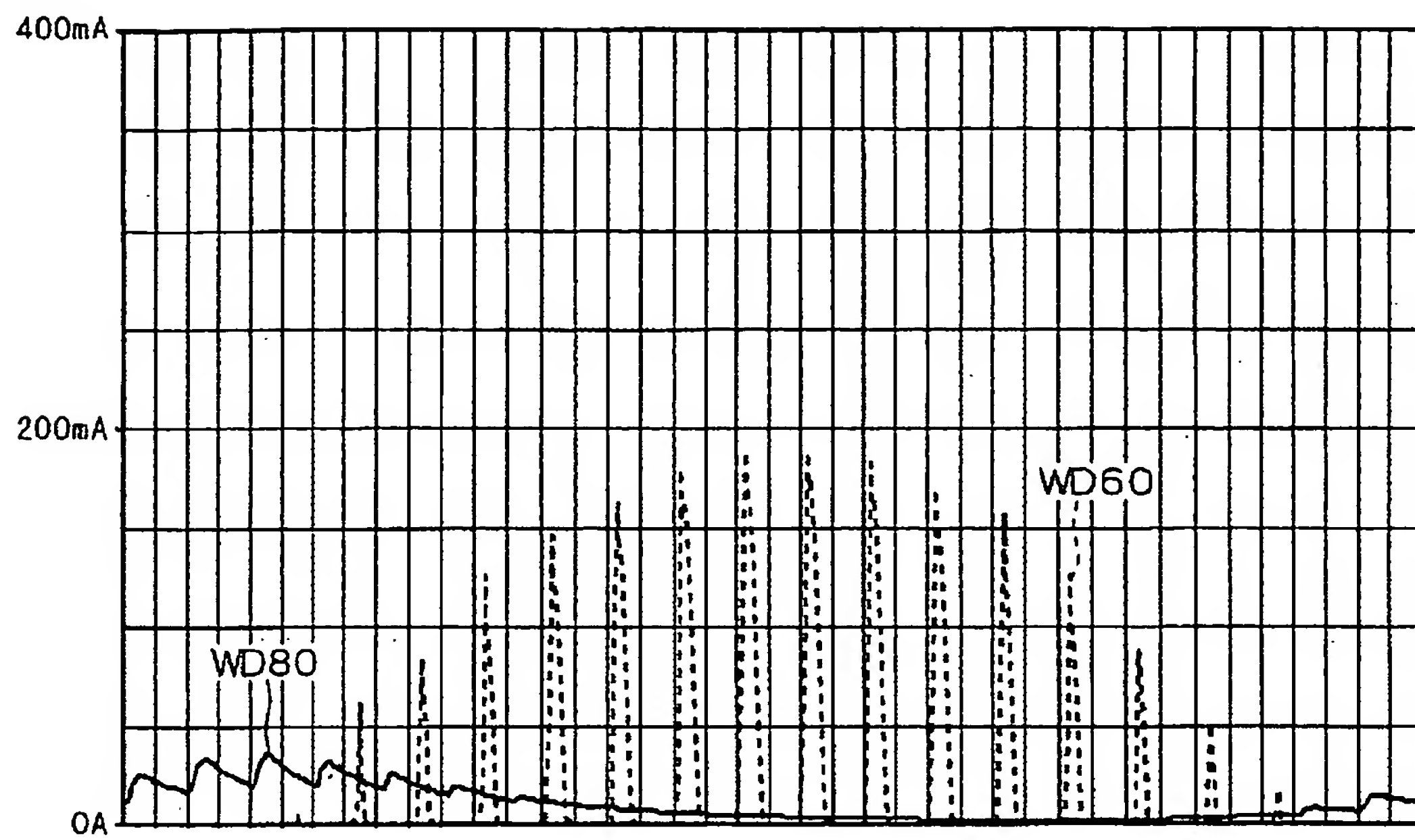
[図19]



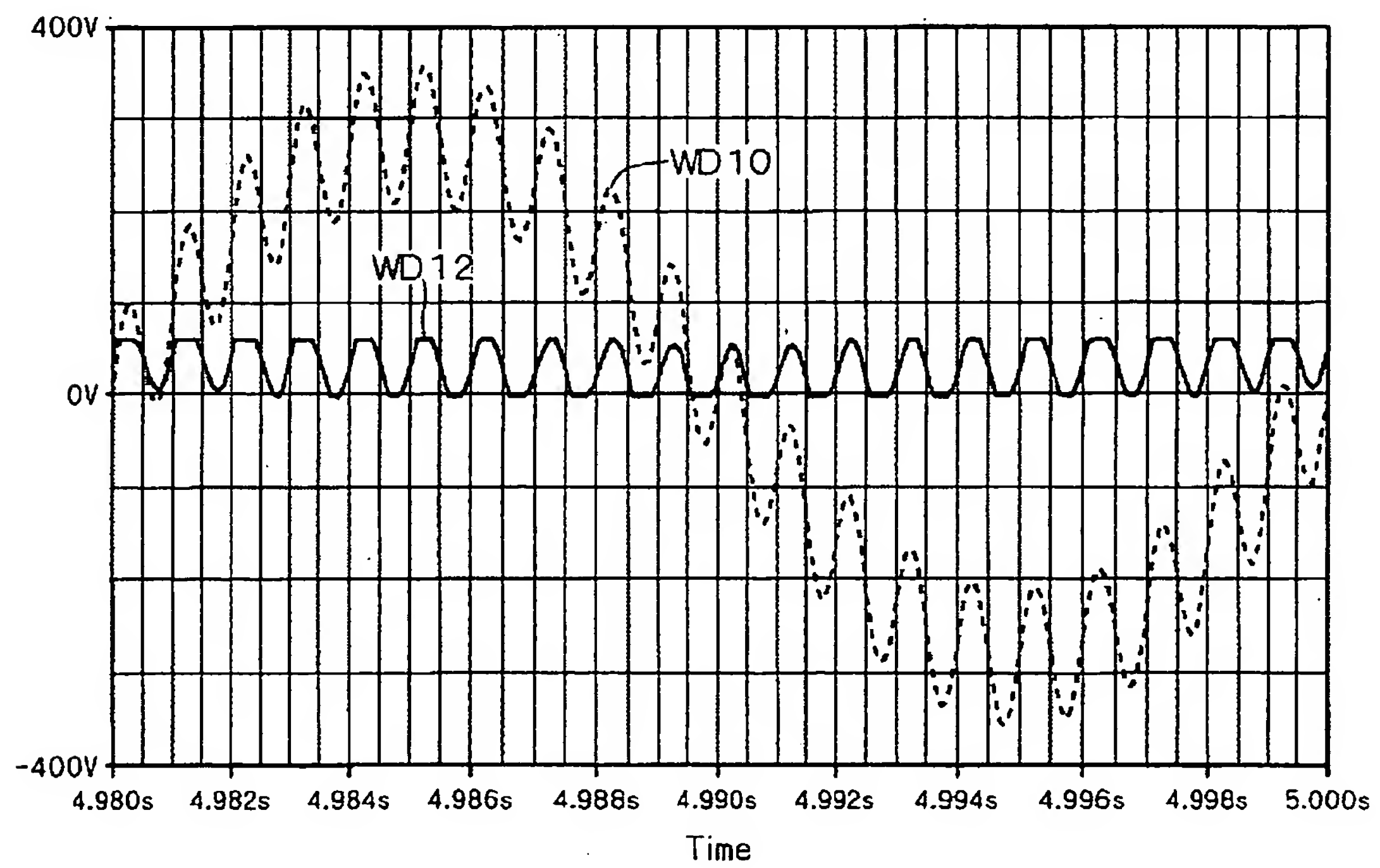
[図20]



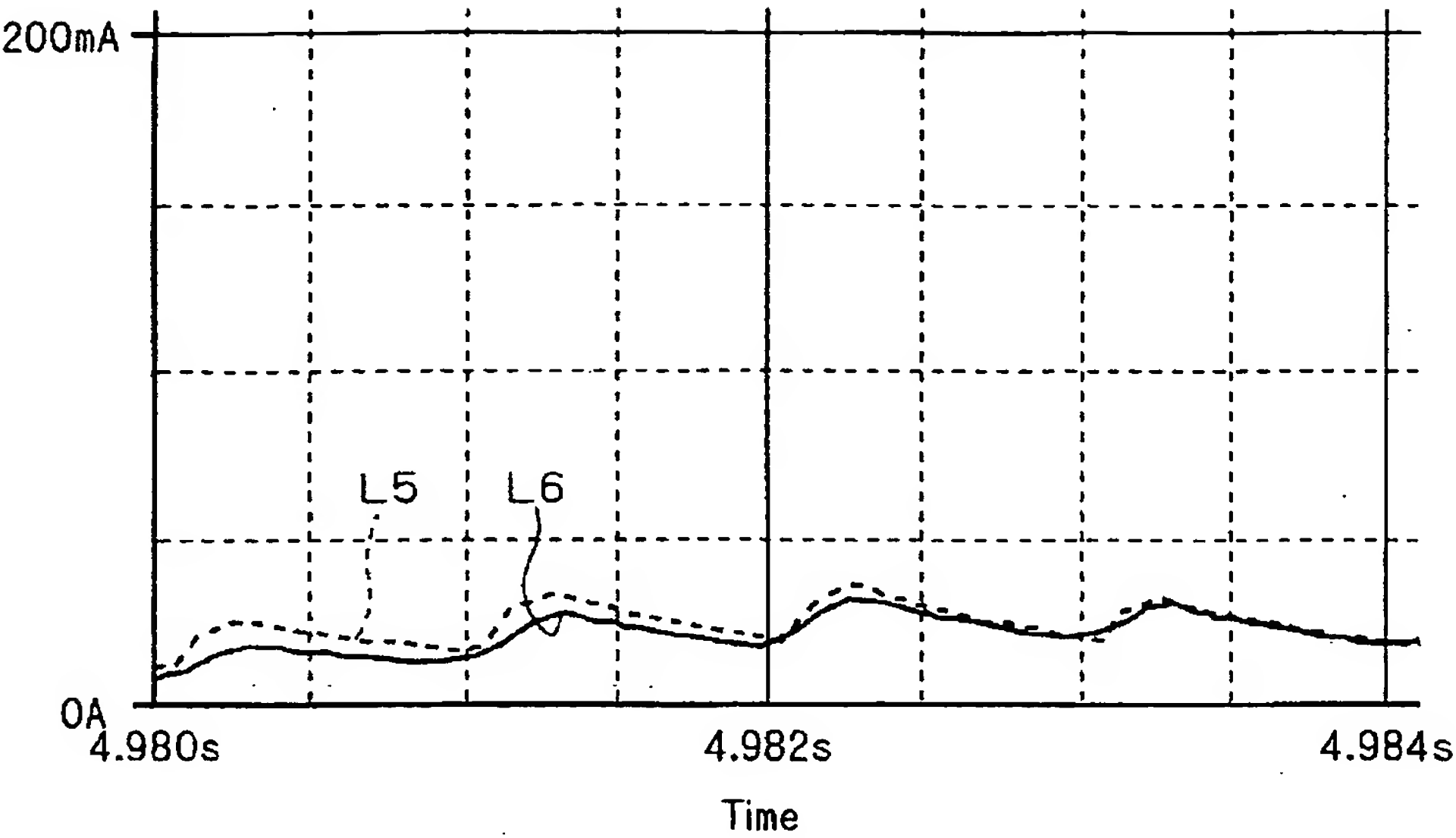
[圖21]



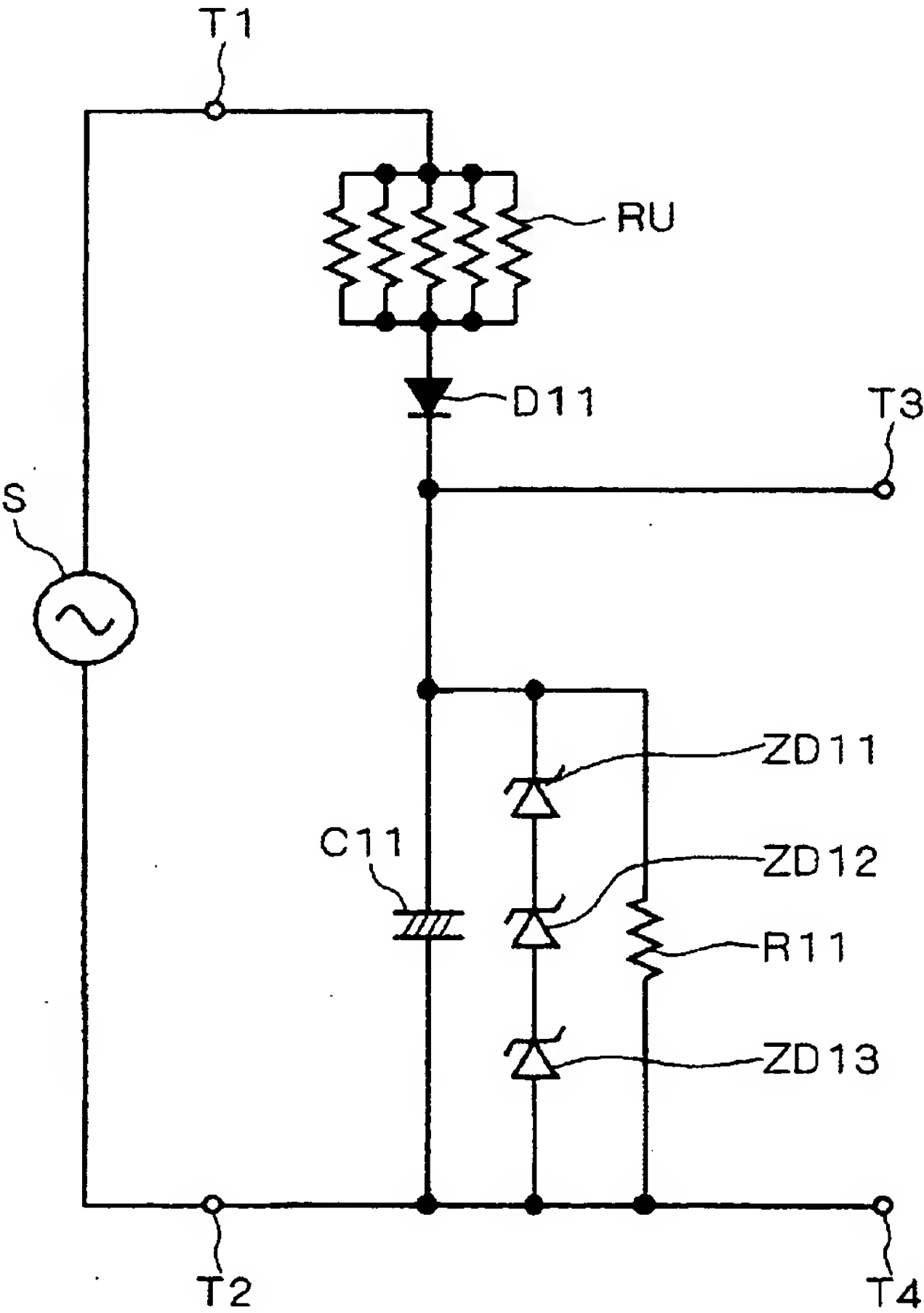
[圖22]



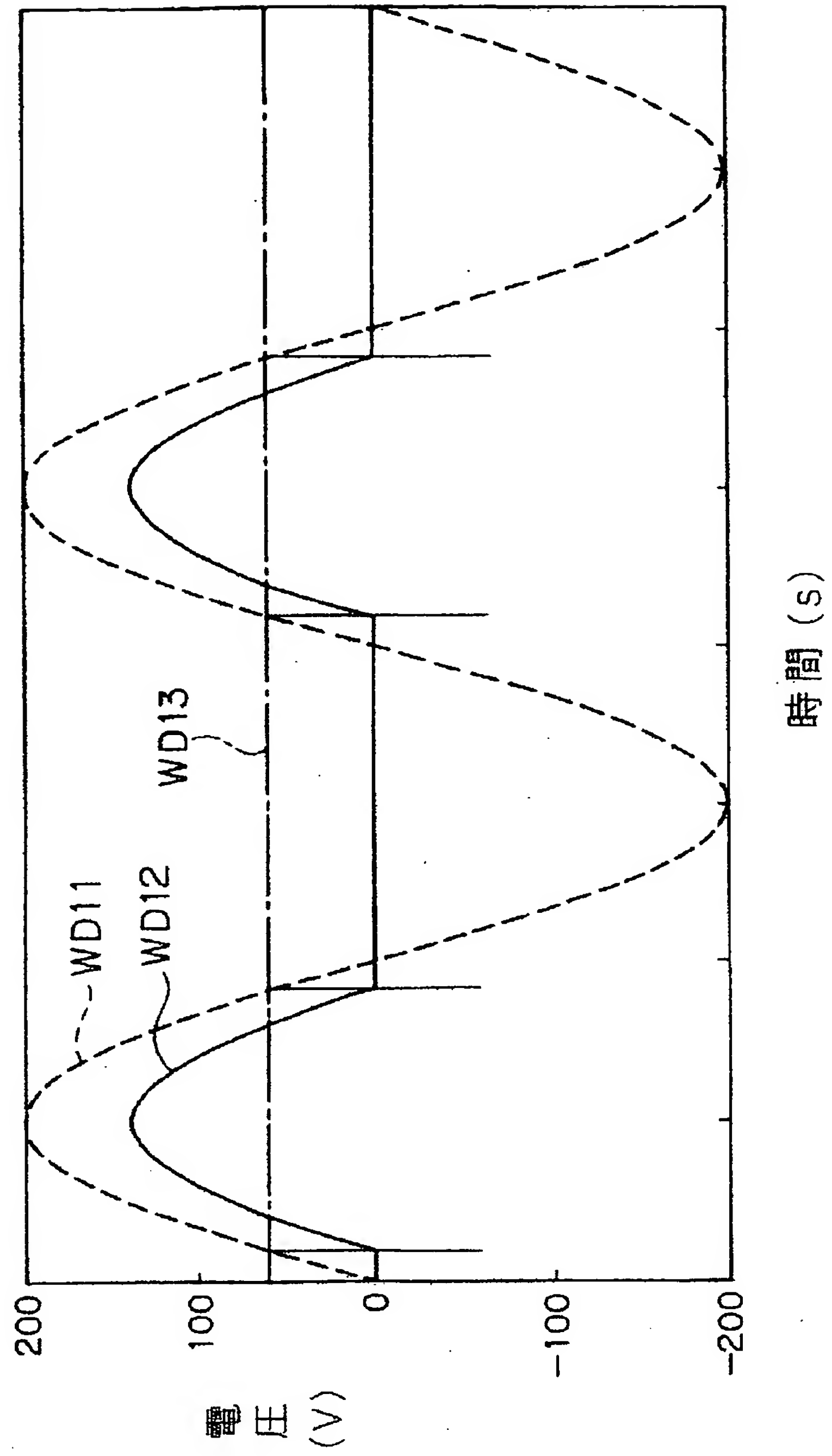
[図23]



[図24]



[図25]





[図26]

